

Docket No.: 22040-00030-US
(PATENT)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:
Yukio Koyanagi

Confirmation No.: 2393

Application No.: 10/708,394

Filed: February 27, 2004

Art Unit: N/A

For: SOUND QUALITY ADJUSTING DEVICE
AND FILTER DEVICE USED THEREFOR,
SOUND QUALITY ADJUSTING METHOD,
AND FILTER DESIGNING METHOD

Examiner: Not Yet Assigned

CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENTS

MS PATENT APPLICATION

March 1, 2004

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. 119 based on the following prior foreign application filed in the following foreign country on the date indicated:

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Date</u>
Japan	2001-273350	September 10, 2001

In support of this claim, a certified copy of the original foreign application is filed herewith.

Applicant believes no fee is due with this response. However, if a fee is due, please charge our Deposit Account No. 22-0185, under Order No. 22040-00030-US from which the undersigned is authorized to draw.

Respectfully submitted,

By


Larry J. Hume

Registration No.: 44,163
CONNOLLY BOVE LODGE & HUTZ LLP
1990 M Street, N.W., Suite 800
Washington, DC 20036-3425
(202) 331-7111
(202) 293-6229 (Fax)
Attorney for Applicant

10/708,394

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2001年 9月10日
Date of Application:

出願番号 特願2001-273350
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2001-273350]

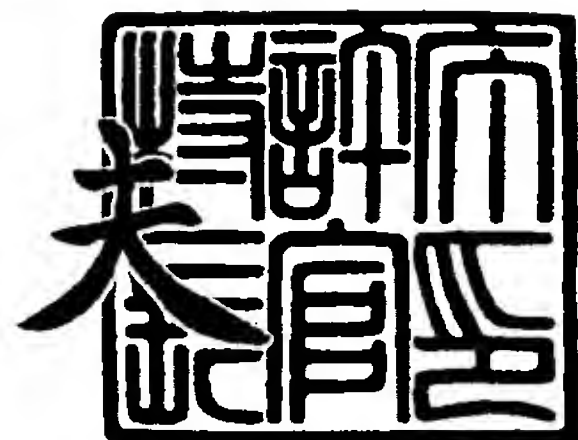
出願人 酒井 康江
Applicant(s):



2003年10月 3日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康





【書類名】 特許願

【整理番号】 13NS1360

【提出日】 平成13年 9月10日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03G 5/02

【発明者】

 【住所又は居所】 埼玉県さいたま市中尾 4 0 9 - 1 - D 1 1 5

 【氏名】 小柳 裕喜生

【特許出願人】

 【識別番号】 595016543

 【氏名又は名称】 酒井 康江

【代理人】

 【識別番号】 100105784

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 橘 和之

 【電話番号】 049-249-5122

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 070162

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 0013545

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 音質調整装置及びこれに用いるフィルタ装置、音質調整方法、フィルタの設計方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力音声信号を複数のデジタルフィルタに通し、上記複数のデジタルフィルタの出力信号の利得をそれぞれ制御し、利得制御された音声信号を合算して出力するようになされた音質調整装置であって、

複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第 1 のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 1 のフィルタと、

複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第 2 のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 2 のフィルタとを備え、

上記第 1 のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定したものであり、

上記第 2 のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定したものであることを特徴とする音質調整装置。

【請求項 2】 上記第 2 のフィルタ係数群は、上記第 1 のフィルタ係数群の数列の絶対値をそのままにして上記数列の中央値以外を符号変換したものであることを特徴とする請求項 1 に記載の音質調整装置。

【請求項 3】 上記第 2 のフィルタ係数群は、上記第 1 のフィルタ係数群の数列の中央値以外については絶対値をそのままにして符号反転するとともに、上記数列の中央値については基準値から上記中央値を減算したものであることを特徴とする請求項 1 に記載の音質調整装置。

【請求項 4】 上記第 1 のフィルタ係数群の数列が $-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1$ の比率から成り、上記第 2 のフィルタ係数群の数列が $1, 0, -9, 16, -9, 0, 1$ の比率から成ることを特徴とする請求項 1 に記載の音質調整

装置。

【請求項5】 上記第1のフィルタおよび上記第2のフィルタの少なくとも一方の後段に、上記第1のフィルタおよび上記第2のフィルタの少なくとも一方を縦続接続したことを特徴とする請求項1に記載の音質調整装置。

【請求項6】 上記第1のフィルタの後段に上記第1のフィルタおよび上記第2のフィルタを並列に縦続接続するとともに、上記第2のフィルタの後段に上記第1のフィルタおよび上記第2のフィルタを並列に縦続接続し、縦続接続された後段側の各フィルタからの出力信号の利得をそれぞれ制御し、利得制御された音声信号を合算して出力するようにしたことを特徴とする請求項1に記載の音質調整装置。

【請求項7】 複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第1のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第1のフィルタと、

複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第2のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第2のフィルタとを備え、

上記第1のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定したものであり、

上記第2のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定したものであることを特徴とするフィルタ装置。

【請求項8】 上記第2のフィルタ係数群は、上記第1のフィルタ係数群の数列の絶対値をそのままにして上記数列の中央値以外を符号変換したものであることを特徴とする請求項7に記載のフィルタ装置。

【請求項9】 上記第2のフィルタ係数群は、上記第1のフィルタ係数群の数列の中央値以外については絶対値をそのままにして符号反転するとともに、上記数列の中央値については基準値から上記中央値を減算したものであることを特徴とする請求項7に記載のフィルタ装置。

【請求項 1 0】 上記第 1 のフィルタ係数群の数列が $-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1$ の比率から成り、上記第 2 のフィルタ係数群の数列が $1, 0, -9, 16, -9, 0, 1$ の比率から成ることを特徴とする請求項 7 に記載のフィルタ装置。

【請求項 1 1】 上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタの少なくとも一方の後段に、上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタの少なくとも一方を縦続接続したことを特徴とする請求項 7 に記載のフィルタ装置。

【請求項 1 2】 数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定した第 1 のフィルタ係数群を用いて、入力音声信号を遅延させるタップ付き遅延線の各タップの信号をそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 1 のフィルタリングステップと、

数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定した第 2 のフィルタ係数群を用いて、上記入力音声信号を遅延させるタップ付き遅延線の各タップの信号をそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 2 のフィルタリングステップと、

上記第 1 のフィルタリングステップを通過した音声信号および上記第 2 のフィルタリングステップを通過した音声信号の利得をそれぞれ制御する利得制御ステップと、

上記利得制御ステップで利得制御されたそれぞれの音声信号を合算して出力する合算ステップとを有することを特徴とする音質調整方法。

【請求項 1 3】 上記第 1 のフィルタ係数群の数列が $-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1$ の比率から成り、上記第 2 のフィルタ係数群の数列が $1, 0, -9, 16, -9, 0, 1$ の比率から成ることを特徴とする請求項 1 2 に記載の音質調整方法。

【請求項 1 4】 周波数特性が相補関係にあり、各フィルタのゲインのトータルが全周波数において基準値となるような複数のデジタルフィルタを設計する方法であって、

数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合

計値が同符号で互いに等しくなる第 1 のフィルタ係数群をもとに、上記第 1 のフィルタ係数群の数列を変換することにより、数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなる第 2 のフィルタ係数群を求め、上記第 1 のフィルタ係数群と上記第 2 のフィルタ係数群とを上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数群として用いるようにしたことを特徴とするフィルタの設計方法。

【請求項 1 5】 周波数特性が相補関係にあり、各フィルタのゲインのトータルが全周波数において基準値となるような複数のデジタルフィルタを設計する方法であって、

数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなる第 2 のフィルタ係数群をもとに、上記第 2 のフィルタ係数群の数列を変換することにより、数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなる第 1 のフィルタ係数群を求め、上記第 1 のフィルタ係数群と上記第 2 のフィルタ係数群とを上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数群として用いるようにしたことを特徴とするフィルタの設計方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、音質調整装置及びこれに用いるフィルタ装置、音質調整方法、フィルタの設計方法に関し、特に、デジタル信号処理によって音声信号の所望の周波数帯域を強調あるいは非強調して音質を改善するための装置および方法に用いて好適なものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来、音声信号を出力する装置において、出力音声の音質を改善するための方法として種々のものが提案されている。その中でも比較的簡単な方法の 1 つに、入力音声信号に対してローパスフィルタ処理やハイパスフィルタ処理を施すというものがある。

【 0 0 0 3 】

この種の音質調整装置では、入力音声信号をローパスフィルタとハイパスフィルタとに通し、各フィルタの出力信号と入力音声信号との利得を制御して全て合算する。このとき、各フィルタ出力に対する利得と入力音声信号に対する利得とを任意に設定することにより、所望の周波数帯域の音を任意に強調することが可能となる。

【 0 0 0 4 】

例えば、低周波領域の音（いわゆる低音）を強調したいときは、ローパスフィルタの出力信号に対する利得を大きくすれば良い。また、高周波領域の音（いわゆる高音）を強調したいときは、ハイパスフィルタの出力信号に対する利得を大きくすれば良い。

【 0 0 0 5 】

【発明が解決しようとする課題】

上記従来の音質調整装置では、ローパスフィルタとハイパスフィルタとが共に直線位相特性を持ち、かつ、各フィルタの出力信号を利得制御なしで加算した場合に、全周波数帯域でゲインが完全に 1（基準値）となることが望ましい。

【 0 0 0 6 】

直線位相特性が要求されるのは、音声信号がフィルタを通ることによって位相がずれると、位相歪みによる音質の劣化が生じ、場合によっては（特に音量が小さい場合など）音が聞きづらくなることがあるためである。また、加算した結果のゲインが全周波数帯域で完全に基準値となることが要求されるのは、利得制御をしないときに、音質調整が行われていない状態を実現するためである。

【 0 0 0 7 】

ところで、従来からデジタルフィルタとしては、I I R（Infinite Impulse Response：無限長インパルス応答）フィルタやF I R（Finite Impulse Response：有限長インパルス応答）フィルタが多く用いられている。このうちF I Rフィルタは、次のような利点を持つ。第 1 に、F I Rフィルタの伝達関数の極は z 平面の原点のみにあるため、回路は常に安定である。第 2 に、完全に正確に直線位相特性を実現することができる。

【 0 0 0 8 】

したがって、上述の要求に対応するために、音質調整装置では、互いに対称的な周波数特性を有するローパスフィルタとハイパスフィルタとの対から成る対称型 F I R フィルタを用いることが望ましい。通常、F I R フィルタで基本となるのはローパスフィルタであり、ハイパスフィルタは、ローパスフィルタから周波数変換により導かれる。よって、対称型 F I R フィルタは、まず基本となるローパスフィルタを設計し、これを周波数変換することにより、ローパスフィルタと特性が対称的なハイパスフィルタを設計する必要がある。

【 0 0 0 9 】

従来、F I R 型のローパスフィルタからハイパスフィルタを導く周波数変換では、フィルタのカットオフ周波数を変換する処理が行われていた。具体的には、サンプリング周波数とカットオフ周波数との比率をもとに、窓関数やチェビシェフ近似法などを用いた畳み込み演算等を行うことにより、フィルタの伝達関数を求め、それを更に周波数成分に置き換える処理を行っていた。

【 0 0 1 0 】

しかしながら、窓関数やチェビシェフ近似法などを用いた周波数変換は、その計算が非常に複雑である。そのため、これをソフトウェアで実現すると処理負荷が重くなり、ハードウェアで実現すると回路規模が大きくなるという問題があった。

【 0 0 1 1 】

また、従来の設計法で得られるフィルタの周波数特性は、窓関数や近似式に依存するので、これらをうまく設定しないと、良好な周波数特性を得ることができない。しかし、窓関数や近似式を適当に設定することは一般に困難であり、所望の周波数特性を有するフィルタを設計することは、非常に大変であった。

【 0 0 1 2 】

また、周波数変換によらず、ハイパスフィルタなどのフィルタ係数を直接的に求める方法も考えられる。しかし、この場合は、所望の周波数特性を得るのに必要なフィルタ係数を試行錯誤して求めなければならず、簡単には設計できないという問題があった。

【 0 0 1 3 】

本発明は、このような問題を解決するために成されたものであり、所望の周波数帯域を強調した場合でも位相歪みが生じず、聴感上良質な音声をデジタル信号処理によって得ることができるようにするとともに、そのような音質調整のために用いるフィルタ回路を簡易的に設計できるようにすることを目的とする。

【 0 0 1 4 】

【課題を解決するための手段】

本発明の音質調整装置は、入力音声信号を複数のデジタルフィルタに通し、上記複数のデジタルフィルタの出力信号の利得をそれぞれ制御し、利得制御された音声信号を合算して出力するようになされた音質調整装置であって、複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第1のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第1のフィルタと、複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第2のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第2のフィルタとを備え、上記第1のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定したものであり、上記第2のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定したものであることを特徴とする。

【 0 0 1 5 】

本発明の他の態様では、上記第2のフィルタ係数群は、上記第1のフィルタ係数群の数列の絶対値をそのままにして上記数列の中央値以外を符号変換したものであることを特徴とする。

本発明のその他の態様では、上記第2のフィルタ係数群は、上記第1のフィルタ係数群の数列の中央値以外については絶対値をそのままにして符号反転するとともに、上記数列の中央値については基準値から上記中央値を減算したものであることを特徴とする。

例えば、上記第1のフィルタ係数群の数列が-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1の比率から成り、上記第2のフィルタ係数群の数列が1, 0, -9, 16, -

9, 0, 1 の比率から成る。

【0 0 1 6】

本発明のその他の態様では、上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタの少なくとも一方の後段に、上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタの少なくとも一方を縦続接続したことを特徴とする。

例えば、上記第 1 のフィルタの後段に上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタを並列に縦続接続するとともに、上記第 2 のフィルタの後段に上記第 1 のフィルタおよび上記第 2 のフィルタを並列に縦続接続し、縦続接続された後段側の各フィルタからの出力信号の利得をそれぞれ制御し、利得制御された音声信号を合算して出力することが可能である。

【0 0 1 7】

また、本発明のフィルタ装置は、複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第 1 のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 1 のフィルタと、複数の遅延器から成るタップ付き遅延線の各タップの信号を、与えられる第 2 のフィルタ係数群によりそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 2 のフィルタとを備え、上記第 1 のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定したものであり、上記第 2 のフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定したものであることを特徴とする。

【0 0 1 8】

また、本発明の音質調整方法は、数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるように値を設定した第 1 のフィルタ係数群を用いて、入力音声信号を遅延させるタップ付き遅延線の各タップの信号をそれぞれ数倍した後、加算して出力する第 1 のフィルタリングステップと、数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるように値を設定した第 2 のフィルタ係数群を用いて、上記入力音声信号を遅延させるタップ付き遅延線の各タッ

プの信号をそれぞれ数倍した後、加算して出力する第2のフィルタリングステップと、上記第1のフィルタリングステップを通過した音声信号および上記第2のフィルタリングステップを通過した音声信号の利得をそれぞれ制御する利得制御ステップと、上記利得制御ステップで利得制御されたそれぞれの音声信号を合算して出力する合算ステップとを有することを特徴とする。

【0019】

また、本発明によるフィルタの設計法方法は、周波数特性が相補関係にあり、各フィルタのゲインのトータルが全周波数において基準値となるような複数のデジタルフィルタを設計する方法であって、数列が対称型であり、上記数列の合計値が非ゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなる第1のフィルタ係数群をもとに、上記第1のフィルタ係数群の数列を変換することにより、数列が対称型であり、上記数列の合計値がゼロで、上記数列の1つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなる第2のフィルタ係数群を求め、上記第1のフィルタ係数群と上記第2のフィルタ係数群とを上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数群として用いるようにしたことを特徴とする。

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の一実施形態を図面に基づいて説明する。

図1は、本実施形態による音質調整装置の概略構成を示すブロック図である。図1に示す音質調整装置では、入力音声信号をローパスフィルタ（LPF）1とハイパスフィルタ（HPF）2とに通し、各フィルタの出力信号の利得をそれぞれ乗算器3，4により制御し、それらの結果を加算器5で合算して出力する。

【0021】

このような構成において、各フィルタ1，2が直線位相特性を持ち、かつ、各フィルタ1，2の出力信号を利得制御なし（Lゲイン＝Hゲイン＝1）で加算した結果のゲインが全周波数帯域で完全に1（基準値）となることが望ましい。そこで、本実施形態では、音質調整装置を構成するフィルタ回路として、FIR型のものを用いる。これは、フィルタ回路に対して与える複数の係数の数列が対称型であれば、位相特性は直線となり、かつ、回路が常に安定となるからである。

【0022】

図2は、FIRフィルタの基本的な構成例を示す図である。図2に示すフィルタは、7タップFIRフィルタの構成を示している。このFIRフィルタでは、縦続接続された7個のD型フリップフロップ11～17によって入力音声信号を1クロックCKずつ順次遅延させる。そして、各D型フリップフロップ11～17の出力タップから取り出した信号に対し、7個の係数器21～27によりそれぞれフィルタ係数を乗算し、それらの乗算結果を全て加算器30で加算して出力する。

【0023】

本実施形態では、このようなFIRフィルタに対して与える対称型のフィルタ係数群として、図3の④に示すような数列 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ を用いる。この④に示すフィルタ係数群は、その数列が対称型であり、数列の合計値が非ゼロで、数列の1つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるという性質を持っている ($-1 + 9 + 9 + (-1) = 16$ 、 $0 + 16 + 0 = 16$)。

【0024】

上記図3の④に示すフィルタ係数は、同図の③に示すデジタル基本関数を1回移動平均演算することによって得られるものである。このデジタル基本関数は、1クロック毎にデータ値が $-1, 1, 8, 8, 1, -1$ と変化する関数である。このデジタル基本関数の数列は、同図の①に示す数列を2回移動平均演算することによって得られる。

【0025】

なお、ここでは、図3の④に示す整数列をフィルタ係数群として用いている。この場合、全てのフィルタ係数値を加算した結果は32となり、これが基準値となる。実際には、ゲインを1で基準化するために、上述した数列の各値を $1/32$ 倍したものをフィルタ係数群として用いる。この場合、基準値は1である。

【0026】

図4は、図3の①～④に示す数列をFFT (Fast Fourier Transfer：高速フーリエ変換) した結果の周波数-ゲイン特性を示す図である。なお、この図4では、ゲインを1で基準化している。この特性図から分かるように、④の数列をフ

フィルタ係数に用いた場合には、中心周波数においてゲインが 0.5 となり、かつ、オーバーシュートも存在しない良好なローパスフィルタ特性が得られる。よって、これを基本ローパスフィルタとする。

【0 0 2 7】

ローパスフィルタと共に対称型 F I R フィルタを構成するもう一方のハイパスフィルタは、上述の基本ローパスフィルタから導く。ここで求めるハイパスフィルタは、その周波数－ゲイン特性が基本ローパスフィルタと比べて中心周波数軸に対して上下左右に対称な特性を持ち、かつ、基本ローパスフィルタとハイパスフィルタとのゲイン出力を合算すると、全周波数帯域でゲインが完全に 1（基準値）となるものである。

【0 0 2 8】

上述のように、基本ローパスフィルタに対して用いるフィルタ係数群は、 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ である。このフィルタ係数群の数列の合計値は 32、数列の 1 つ飛びの合計値は 16 ($= (-1) + 9 + 9 + (-1)$) および 16 ($= 0 + 16 + 0$) となり、共に等しくなる。

【0 0 2 9】

数列の合計値が 32 で 0 にならないということは、入力音声信号の直流分もしくは低周波成分の出力が 0 にならないということである。また、数列の 1 つ飛びの合計値が共に等しくなるということは、入力音声信号の高周波成分の出力（各タップの出力）が一定で変わらないということである。このことは、まさしくローパスフィルタの特性を示すものであると解釈できる。

【0 0 3 0】

一方、ハイパスフィルタに対して用いるフィルタ係数は、基本ローパスフィルタとの対称性を保つために、数列の絶対値はそのままにして中央値以外を符号変換し、フィルタ係数群の数列の合計値が 0、数列の 1 つ飛びの合計値が逆符号で等しい値となるようにする。このような条件を満たすフィルタ係数群の数列は、

$\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\}$ となる。つまり、このフィルタ係数群の数列の合計値は 0、数列の 1 つ飛びの合計値は -16 ($= 1 + (-9) + (-9) + 1$) および 16 ($= 0 + 16 + 0$) となる。

【 0 0 3 1 】

数列の合計値が0になるということは、入力音声信号の直流分もしくは低周波成分の出力が0になるということである。また、数列の1つ飛びの合計値が逆符号で等しい値になるということは、入力音声信号の高周波成分の出力（各タップの出力）が交互に変わっているということである。このことは、ハイパスフィルタの特性を示すものであると解釈できる。

【 0 0 3 2 】

図5は、図3の④に示す数列 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ と、これを一部符号変換した数列 $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\}$ とをFFTした結果の周波数－ゲイン特性を示す図である。この図5でもゲインを1で基準化している。この特性図から分かるように、両者の周波数特性は、中心周波数のゲイン0.5の部分で交差し、上下左右に対称な特性を持ち、かつ、それぞれのゲインのトータルが全周波数帯域で完全に1となっている。すなわち、これらの周波数特性は、ローパスフィルタとハイパスフィルタとの対から成る対称型FIRフィルタの特性を示している。

【 0 0 3 3 】

以上のことを、更に詳細に説明する。本実施形態の音質調整装置を構成する対称型FIRフィルタの設計条件は、次の通りである。

- 1) FIRフィルタは対称特性のローパスフィルタとハイパスフィルタとから成り、それぞれのゲインのトータルは全周波数帯域で完全に1となる。
- 2) フィルタ係数は端部より中央に向かって大きくなる。
- 3) フィルタ係数の中央値は0でない（0だとノッチが生じる）。

【 0 0 3 4 】

（3タップフィルタ）

図6（a）は、3タップFIRフィルタの基本的な構成を示すブロック図である。図6（a）において、31～33は縦続接続された3個のD型フリップフロップであり、これによって入力音声信号を1クロックCKずつ順次遅延させる。

【 0 0 3 5 】

34～36は3個の係数器であり、各D型フリップフロップ31～33の出力

タップから取り出した信号を、与えられる対称型のフィルタ係数群 (a , b , a) によりそれぞれ数倍する。37は加算器であり、各係数器34～36の出力信号を加算して出力する。このように構成したFIRフィルタに与えるフィルタ係数群を適当に定めることにより、当該FIRフィルタをローパスフィルタもしくはハイパスフィルタとして設計することができる。

【0036】

上記3タップFIRフィルタがローパスフィルタとなる絶対条件は、基準値を1として考えた場合、

①係数の数列の総和が1 (低周波数条件)

②係数の数列の1つ飛びの和の差が0 (最高周波数条件)

であり、ローパスフィルタの中間周波数のゲインが0.5となる条件は、

③係数の数列の2つずつ2つ飛びの和の差が0.5 (中間周波数条件) である。

【0037】

上記①～③の条件は、以下のように表される。

$$\text{条件①} \cdots 2a + b = 1$$

$$\text{条件②} \cdots 2a - b = 0$$

$$\text{条件③} \cdots (a + b) - a = 0.5$$

これから、 $a = 1/4$, $b = 1/2$ と求まる。したがって、ローパスフィルタの回路は図6 (b) のようになる。

【0038】

一方、上記3タップFIRフィルタがハイパスフィルタとなる絶対条件は、

④係数の数列の総和が0 (低周波数条件)

⑤係数の数列の1つ飛びの和の差が1 (最高周波数条件)

であり、ハイパスフィルタの中間周波数のゲインが0.5となる条件は、

⑥係数の数列の2つずつ2つ飛びの和の差が0.5 (中間周波数条件) である。

【0039】

上記④～⑥の条件は、以下のように表される。

条件④… $2a + b = 0$

条件⑤… $2a - b = 1$

条件⑥… $(a + b) - a = 0.5$

これから、 $a = -1/4$ 、 $b = 1/2$ と求まる。したがって、ハイパスフィルタの回路は図6 (c) のようになる。

【0 0 4 0】

図7 (a) は、図6 (b) (c) に示したローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数－ゲイン特性を示し、図7 (b) は、図6 (b) に示したローパスフィルタの周波数－位相特性を示す図である。これらの特性図から分かるように、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数特性は、中心周波数のゲインが0.5の部分で交差し、上下左右に対称な特性を持ち、かつ、それぞれのゲインのトータルが全周波数帯域で完全に1となっている。また、完全な直線位相特性も得られている。

【0 0 4 1】

(5タップフィルタ)

図8 (a) は、5タップFIRフィルタの基本的な構成を示すブロック図である。図8 (a) において、41～45は縦続接続された5個のD型フリップフロップであり、これによって入力音声信号を1クロックCKずつ順次遅延させる。

【0 0 4 2】

46～50は5個の係数器であり、各D型フリップフロップ41～45の出力タップから取り出した信号を、与えられる対称型のフィルタ係数群 (a, b, c, b, a) によりそれぞれ数倍する。51は加算器であり、各係数器46～50の出力信号を加算して出力する。

【0 0 4 3】

上記5タップFIRフィルタがローパスフィルタとなる絶対条件は、

①係数の数列の総和が1 (低周波数条件)

②係数の数列の1つ飛びの和の差が0 (最高周波数条件)

であり、ローパスフィルタの中間周波数のゲインが0.5となる条件は、

③係数の数列の2つずつ2つ飛びの和の差が0.5 (中間周波数条件)

である。

【 0 0 4 4 】

上記①～③の条件は、以下のように表される。

$$\text{条件①} \cdots 2a + 2b + c = 1$$

$$\text{条件②} \cdots 2a + c - 2b = 0$$

$$\text{条件③} \cdots (a + b) - (c + b) + a = 0.5$$

これから、 $a = b = 1/4$ ， $c = 0$ と求まる。したがって、ローパスフィルタの回路は図 8 (b) のようになる。しかし、この場合はフィルタ係数群の数列の中央値 c が 0 となってノッチが発生するので、好ましい形ではない。

【 0 0 4 5 】

一方、上記 5 タップ F I R フィルタがハイパスフィルタとなる絶対条件は、

④係数の数列の総和が 0 (低周波数条件)

⑤係数の数列の 1 つ飛びの和の差が 1 (最高周波数条件)

であり、ハイパスフィルタの中間周波数のゲインが 0.5 となる条件は、

⑥係数の数列の 2 つずつ 2 つ飛びの和の差が 0.5 (中間周波数条件)

である。

【 0 0 4 6 】

上記④～⑥の条件は、以下のように表される。

$$\text{条件④} \cdots 2a + 2b + c = 0$$

$$\text{条件⑤} \cdots 2a + c - 2b = 1$$

$$\text{条件⑥} \cdots \{a + (b + a)\} - (b + c) = 0.5$$

これから、 $a = 1/4$ ， $b = -1/4$ ， $c = 0$ と求まる。したがって、ハイパスフィルタの回路は図 8 (c) のようになる。しかし、この場合はフィルタ係数群の数列の中央値 c が 0 となってノッチが発生するので、好ましい形ではない。

【 0 0 4 7 】

図 9 は、図 8 (b) (c) に示したローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数－ゲイン特性を示す図である。この特性図から分かるように、フィルタ係数群の数列の中央値 c が 0 であるために、ノッチが生じている。

【 0 0 4 8 】

(7タップフィルタ)

図10は、7タップFIRフィルタの基本的な構成を示すブロック図である。図10において、61～67は縦続接続された7個のD型フリップフロップであり、これによって入力音声信号を1クロックCKずつ順次遅延させる。

【0049】

68～74は7個の係数器であり、各D型フリップフロップ61～67の出力タップから取り出した信号を、与えられる対称型のフィルタ係数群(a, b, c, d, c, b, a)によりそれぞれ数倍する。75は加算器であり、各係数器68～74の出力信号を加算して出力する。このように構成したFIRフィルタに与えるフィルタ係数群を適当に定めることにより、当該FIRフィルタをローパスフィルタもしくはハイパスフィルタとして設計することができる。

【0050】

上記7タップFIRフィルタがローパスフィルタとなる絶対条件は、

①係数の数列の総和が1 (低周波数条件)

②係数の数列の1つ飛びの和の差が0 (最高周波数条件)

であり、ローパスフィルタの中間周波数のゲインが0.5となる条件は、

③係数の数列の2つずつ2つ飛びの和の差が0.5 (中間周波数条件)である。

【0051】

上記①～③の条件は、以下のように表される。

$$\text{条件①} \cdots 2a + 2b + 2c + d = 1$$

$$\text{条件②} \cdots 2a + 2c - 2b - d = 0$$

$$\begin{aligned} \text{条件③} \cdots \{a + (d + c)\} - \{(b + c) + (b + a)\} \\ = d - 2b = 0.5 \end{aligned}$$

条件①②より、 $d + 2b = 1/2$ となるから、これと条件③とから、 $b = 0$ 、 $d = 1/2$ と求まる。

【0052】

この結果から、係数a, cの値としては、次のような組合せが考えられる。

$$a = -1/32, \quad c = 9/32$$

$$a = -2 / 32, c = 10 / 32$$

$$a = -3 / 32, c = 11 / 32$$

$$a = -4 / 32, c = 12 / 32$$

【0 0 5 3】

図 1 1 は、上記 $b = 0$ 、 $d = 1 / 2$ の値と、上記 a 、 c の値に関する 4 パターンの組合せとをフィルタ係数群の数列として与えた場合に得られる周波数－ゲイン特性を示す図である。図 1 1 に示すように、4 パターンのどの数列を与えた場合にも、その周波数特性は図中の 3 点 A、B、C を通る（点 B は中心周波数でゲインが 0.5 となる点）。しかし、この中で上下対称な特性を有するのは、 $a = -1 / 32$ 、 $c = 9 / 32$ とした場合だけである。したがって、係数 a 、 c の値に関してはこの組合せを用いる。この場合のローパスフィルタの回路は図 1 2（a）のようになる。

【0 0 5 4】

以上から分かるように、7 タップローパスフィルタの周波数－ゲイン特性で上下左右に対称となるフィルタ係数群の数列は、 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ だけである。したがって、デジタル基本関数の数列 $\{-1, 1, 8, 8, 1, -1\}$ およびこれを 1 回移動平均して得られる上記 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ の数列は、デジタル信号処理において非常に有用なものであることが分かる。

【0 0 5 5】

一方、上記 3 タップ F I R フィルタがハイパスフィルタとなる絶対条件は、

④係数の数列の総和が 0（低周波数条件）

⑤係数の数列の 1 つ飛びの和の差が 1（最高周波数条件）

であり、ハイパスフィルタの中間周波数のゲインが 0.5 となる条件は、

⑥係数の数列の 2 つずつ 2 つ飛びの和の差が 0.5（中間周波数条件）

である。

【0 0 5 6】

上記④～⑥の条件は、以下のように表される。

$$\text{条件④} \cdots 2a + 2b + 2c + d = 0$$

$$\text{条件⑤} \cdots 2a + 2c - 2b - d = 1$$

$$\begin{aligned} \text{条件⑥} \cdots \{a + (d + c)\} - \{(b + c) + (b + a)\} \\ = d - 2b = 0.5 \end{aligned}$$

条件④⑤より、 $d + 2b = 1/2$ となるから、これと条件⑥とから、 $b = 0$ 、 $d = 1/2$ と求まる。

【0 0 5 7】

この結果から、ローパスフィルタの場合と同様に、係数 a 、 c の値としては、 $a = 1/32$ 、 $c = -9/32$ の組合せを用いる。この場合のハイパスフィルタの回路は図 1 2 (b) のようになる。以上から分かるように、7 タップハイパスフィルタの周波数－ゲイン特性で上下左右に対称となるフィルタ係数群の数値は、 $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\}$ だけである。

【0 0 5 8】

図 1 3 (a) は、図 1 2 (a) (b) に示したローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数－ゲイン特性を示し、図 1 3 (b) は、同じく図 1 2 (a) (b) に示したローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数一位相特性を示す図である。これらの特性図から分かるように、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタの周波数特性は、中心周波数のゲインが 0.5 の部分で交差し、上下左右に対称な特性を持ち、かつ、それぞれのゲインのトータルが全周波数帯域で完全に 1 となっている。また、完全な直線位相特性も得られている。

【0 0 5 9】

以上のように、本実施形態によれば、音質調整装置のフィルタを FIR フィルタで構成し、これに与えるフィルタ係数を対称型としたので、直線位相特性を実現することができる。これにより、所望の周波数帯域を強調した場合でも位相歪みが生じず、聴感上良質な音声をデジタル信号処理によって得ることができるようになる。

【0 0 6 0】

また、本実施形態によれば、FIR ローパスフィルタに与えるフィルタ係数群として、所定の条件を満たす数値を与えるようにしたので、ローパスフィルタに対するフィルタ係数群の符号を一部変える程度の簡単な操作だけで、ハイパスフ

フィルタを設計することができる。これにより、音質調整のために用いる対称型 F I R フィルタ（ローパスフィルタとハイパスフィルタとの対）を極めて簡易的に設計することができる。

【0061】

なお、以上では、 $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ の比率から成る数列をフィルタ係数群として利用するローパスフィルタを基本として、当該フィルタ係数群を変換することにより、ハイパスフィルタのフィルタ係数群を求める例について説明した。これとは逆に、 $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\}$ の比率から成る数列をフィルタ係数群として利用するハイパスフィルタを基本として、当該フィルタ係数群を変換することにより、ローパスフィルタのフィルタ係数群を求めることも可能である。

【0062】

次に、以上に示した対称型 F I R フィルタの応用例について説明する。図 14 は、本実施形態による音質調整装置の他の概略構成例を示すブロック図である。図 14 に示す音質調整装置では、図 1 に示したローパスフィルタ 1 と同様のローパスフィルタ 81 の後段に、ローパスフィルタ 83 およびハイパスフィルタ 84 を並列に縦続接続している。また、図 1 に示したハイパスフィルタ 2 と同様のハイパスフィルタ 82 の後段に、ハイパスフィルタ 85 およびローパスフィルタ 86 を並列に縦続接続している。

【0063】

ここでは、縦続接続された後段側の各フィルタ 83～86 の周波数軸は、前段側の各フィルタ 81～82 の周波数軸の $1/2$ とする。この場合における各フィルタ 81～86 の縦続接続に係る周波数－ゲイン特性を、図 15 に示す。図 15 においては、各フィルタ 81～86 の周波数特性を' 付き符号で示している。図 15 (a)～(d) は、ローパスフィルタ 81 とその後段のローパスフィルタ 83 との縦続接続に係る周波数特性、ローパスフィルタ 81 とその後段のハイパスフィルタ 84 との縦続接続に係る周波数特性、ハイパスフィルタ 82 とその後段のハイパスフィルタ 85 との縦続接続に係る周波数特性、ハイパスフィルタ 82 とその後段のローパスフィルタ 86 との縦続接続に係る周波数特性をそれぞれ示

している。

【 0 0 6 4 】

このような縦続接続により、図 1 5 (a) ~ (d) のように 2 つの周波数特性でオーバーラップした部分を取り出される。これにより、後段側の各フィルタ 8 3 ~ 8 6 からは、通過周波数帯域が低域側から広域側へと少しずつずれた、異なる周波数特性を持つ 4 チャンネルの音声信号が出力される。図 1 6 は、この 4 チャンネル分の音声信号の周波数－ゲイン特性をまとめて示した図である。ここでは説明の都合上、各フィルタ 8 3 ~ 8 6 から出力される音声信号のうち、通過周波数帯域が低い方から高いへと順に、L 出力、ML 出力、MH 出力、H 出力と称する。

【 0 0 6 5 】

図 1 4 に示した 4 つの乗算器 8 7 ~ 9 0 は、与えられるゲイン制御信号（L ゲイン、ML ゲイン、MH ゲイン、H ゲイン）に従って、各フィルタ 8 3 ~ 8 6 からの出力信号の利得をそれぞれ制御する。加算器 9 1 は、各乗算器 8 7 ~ 9 0 により利得制御された音声信号を全て合算して出力する。

【 0 0 6 6 】

図 1 7 は、上記図 1 4 に概略的に示した音質調整装置の具体的な構成例を示すブロック図である。この図 1 7 において、図 1 4 に示した構成要素と同一の機能を有する構成要素には同一の符号を付している。前段側のフィルタ 8 1 ~ 8 2 では、縦続接続された 6 個の D 型フリップフロップによって入力音声信号を 1 クロック C K ずつ遅延させる。そして、D 型フリップフロップの入出力タップから取り出した信号に対し、5 個の係数器によりそれぞれ $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\} / 32$ もしくは $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\} / 32$ の数列から成るフィルタ係数を乗算し、それらの乗算結果を全て加算して出力する。

【 0 0 6 7 】

また、後段側のフィルタ 8 3 ~ 8 6 では、前段側の各フィルタ 8 1 ~ 8 2 と比べて周波数軸を $1/2$ とするために、前段側の 2 倍に相当する 12 個の D 型フリップフロップを縦続接続してタップ付き遅延線を構成するとともに、5 個の係数器を設けるタップの間隔も前段側の 2 倍にする。

【0068】

すなわち、後段側のフィルタ 83～86 では、縦続接続された 12 個の D 型フリップフロップによって入力音声信号を 1 クロック CK ずつ遅延させる。そして、D 型フリップフロップの入出力タップから取り出した信号に対し、5 個の係数器によりそれぞれ $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\} / 32$ もしくは $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\} / 32$ の数列から成るフィルタ係数を乗算し、それらの乗算結果を全て加算して出力する。

【0069】

4 つの乗算器 87～90 は、与えられるゲイン制御信号（L ゲイン、ML ゲイン、MH ゲイン、H ゲイン）に従って、各フィルタ 83～86 からの出力信号（L 出力、ML 出力、MH 出力、H 出力）の利得をそれぞれ制御する。加算器 91 は、各乗算器 87～90 により利得制御された音声信号を全て合算して出力する。上述のゲイン制御信号は、マトリックス計算部 100 により求められる。

【0070】

なお、後段側のフィルタ 83～86 において、前段側のフィルタ 81～82 と比べて周波数軸をの $1/2$ とする方法は、図 17 の例に限定されない。例えば、後段側のフィルタ 83～86 も前段側のフィルタ 81～82 と同様に構成し、後段側の D 型フリップフロップに与えるクロックの周波数を、前段側の $1/2$ とするようにしても良い。このようにすれば、D 型フリップフロップの使用数を少なくして回路構成を簡略化することができるというメリットを有する。

【0071】

次に、マトリックス計算部 100 による計算例（音質調整装置の周波数特性制御方法）について説明する。

各チャンネルのゲイン制御信号（L ゲイン、ML ゲイン、MH ゲイン、H ゲイン）が全て 1 のとき、各チャンネルの周波数－ゲイン特性は、図 16 のようになっている。この図 16 から明らかなように、ある周波数におけるゲインは、4 チャンネルのゲインのトータルとして求められる。

【0072】

したがって、全体の周波数特性を制御するためには、各チャンネルの中心周波

数におけるゲイン成分を演算して各チャンネルのゲイン制御信号を求める必要がある。そのために、まず、各チャンネルの中心周波数（図16の場合、周波数の値が9, 25, 41, 57の部分）において、各チャンネルのゲイン成分を以下のように抽出する。

【0073】

L出力の中心周波数（周波数値＝9）における各チャンネルのゲイン成分は、

0.938 0.058 0 0

である（左から順にL, ML, MH, H）。同様に、ML出力、MH出力、H出力の中心周波数における各チャンネルのゲイン成分は、それぞれ、

0.045 0.728 0.214 0.013

0.013 0.214 0.728 0.045

0 0 0.058 0.938

である。これらを行列式として表したものが、図18である（行列Aとする）。

【0074】

一方、音質調整装置を利用するユーザは、各チャンネルの中心周波数におけるゲインとして希望する値G1～G4を、任意に設定する。マトリックス計算部100は、図18のように中心周波数のゲイン成分を表した行列Aと、ユーザにより設定された中心周波数におけるゲイン希望値G1～G4とを用いて、以下のような行列演算を行うことにより、各チャンネルのゲイン制御信号（Lゲイン、MLゲイン、MHゲイン、Hゲイン）を求める。

【0075】

すなわち、図19に示すように、行列Aの各列の値をゲイン希望値G1～G4に置き換えて4つの行列B1～B4を作り、次のような行列演算を行う。

Lゲイン＝行列B1／行列A＝0.585

MLゲイン＝行列B2／行列A＝0.893

MHゲイン＝行列B3／行列A＝1.419

Hゲイン＝行列B4／行列A＝1.512

これらのゲイン制御信号を各乗算器87～90の乗数として用いた場合、その結果得られる音声信号の周波数－ゲイン特性は、図20のようになる。

【 0 0 7 6 】

このように、本実施形態によれば、簡単な行列演算のみで各チャンネルのゲイン制御信号を求めることができる。しかも、この行列演算の元となる行列Aは、4チャンネルフィルタバンク固有のものであるから、あらかじめ数値データあるいはテーブル情報等として保管しておくことができる。よって、あらかじめ用意された固定値とユーザにより設定された希望値とから、極めて簡単な演算で周波数特性を制御することが可能である。

【 0 0 7 7 】

以上に説明した本実施形態による音質調整の手法は、ハードウェア構成、DSP、ソフトウェアの何れによっても実現することが可能である。ハードウェア構成により実現する例については、以上に説明した。また、例えばソフトウェアによって実現する場合、本実施形態の音質調整装置は、実際にはコンピュータのCPUあるいはMPU、RAM、ROMなどで構成され、RAMやROMに記憶されたプログラムが動作することによって実現できる。

【 0 0 7 8 】

したがって、コンピュータが上記本実施形態の機能を果たすように動作させるプログラムを例えばCD-ROMのような記録媒体に記録し、コンピュータに読み込ませることによって実現できるものである。上記プログラムを記録する記録媒体としては、CD-ROM以外に、フレキシブルディスク、ハードディスク、磁気テープ、光ディスク、光磁気ディスク、DVD、不揮発性メモリカード等を用いることができる。また、上記プログラムをインターネット等のネットワークを介してコンピュータにダウンロードすることによっても実現できる。

【 0 0 7 9 】

また、コンピュータが供給されたプログラムを実行することにより上述の実施形態の機能が実現されるだけでなく、そのプログラムがコンピュータにおいて稼働しているOS（オペレーティングシステム）あるいは他のアプリケーションソフト等と共同して上述の実施形態の機能が実現される場合や、供給されたプログラムの処理の全てあるいは一部がコンピュータの機能拡張ボードや機能拡張ユニットにより行われて上述の実施形態の機能が実現される場合も、かかるプログラ

ムは本発明の実施形態に含まれる。

【0 0 8 0】

なお、上記実施形態では、ローパスフィルタに対するフィルタ係数群として $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$ の比率から成る数列を用い、ハイパスフィルタに対するフィルタ係数群として $\{1, 0, -9, 16, -9, 0, 1\}$ の比率から成る数列を用いたが、上記実施形態で説明した条件を満たす数列であれば、これ以外の数列をフィルタ係数群として用いても良い。

【0 0 8 1】

また、上記実施形態では、図 1 に 2 チャンネルフィルタバンクの例を示し、図 1 4 に 4 チャンネルフィルタバンクの例を示したが、ローパスフィルタとハイパスフィルタとの組を n 段縦続接続することにより、 2^n チャンネルフィルタバンクを構成することが可能である。

【0 0 8 2】

また、縦続接続のし方も、図 1 4 のような形態に限らない。すなわち、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタの少なくとも一方の後段に、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタの少なくとも一方を縦続接続するものであれば、本発明に含まれる。

【0 0 8 3】

また、上記実施形態では、ローパスフィルタとハイパスフィルタの周波数特性が、図 5 のように上下左右に完全に対称なものを用いたが、これに限定されるものではない。すなわち、周波数特性が相補関係にあり、各フィルタのゲインのトータルが全周波数において基準値となるものであれば、そのようなフィルタ係数群を用いても良い。そのようなフィルタ係数群は、基本となるフィルタ係数群の数列の中央値以外については絶対値をそのままにして符号反転するとともに、数列の中央値については基準値から中央値を減算することによって求められる。なお、対称型の場合は、この方法と上記実施形態の方法のどちらでフィルタを設計しても、得られるフィルタ係数は全く同じとなる。

【0 0 8 4】

その他、上記実施形態は、何れも本発明を実施するにあたっての具体化の一例

を示したものに過ぎず、これによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されてはならないものである。すなわち、本発明はその精神、またはその主要な特徴から逸脱することなく、様々な形で実施することができる。

【 0 0 8 5 】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、所望の周波数帯域を強調した場合でも位相歪みが生じず、聴感上良質な音声をデジタル信号処理によって得ることができるようになるとともに、そのような音質調整のために用いるフィルタ回路を簡易的に設計することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本実施形態による音質調整装置の概略的な構成例を示すブロック図である。

【図 2】

F I R 型フィルタの基本的な構成例を示す図である。

【図 3】

本実施形態で用いるフィルタ係数群の説明図である。

【図 4】

図 3 に示したフィルタ係数群の周波数－ゲイン特性を示す図である。

【図 5】

図 3 の④に示す数列およびこれを一部符号変換した数列の周波数－ゲイン特性を示す図である。

【図 6】

3 タップ F I R フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 7】

3 タップ F I R フィルタの周波数特性を示す図である。

【図 8】

5 タップ F I R フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 9】

5 タップ F I R フィルタの周波数特性を示す図である。

【図 1 0】

7 タップ F I R フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 1 1】

7 タップ F I R フィルタの周波数特性を示す図である。

【図 1 2】

7 タップ F I R フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 1 3】

7 タップ F I R フィルタの周波数特性を示す図である。

【図 1 4】

本実施形態による音質調整装置の他の構成例を示すブロック図である。

【図 1 5】

各フィルタの縦続接続に係る周波数特性を示す図である。

【図 1 6】

4 チャンネルフィルタバンクの周波数－ゲイン特性を示す図である。

【図 1 7】

図 1 4 に示した音質調整装置の具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 1 8】

各チャンネルの中心周波数のデータから成る行列を示す図である。

【図 1 9】

ゲイン制御信号を求める演算に用いる行列を示す図である。

【図 2 0】

4 チャンネルフィルタバンクを用いた音質調整装置による周波数制御の結果を示す周波数－ゲイン特性図である。

【符号の説明】

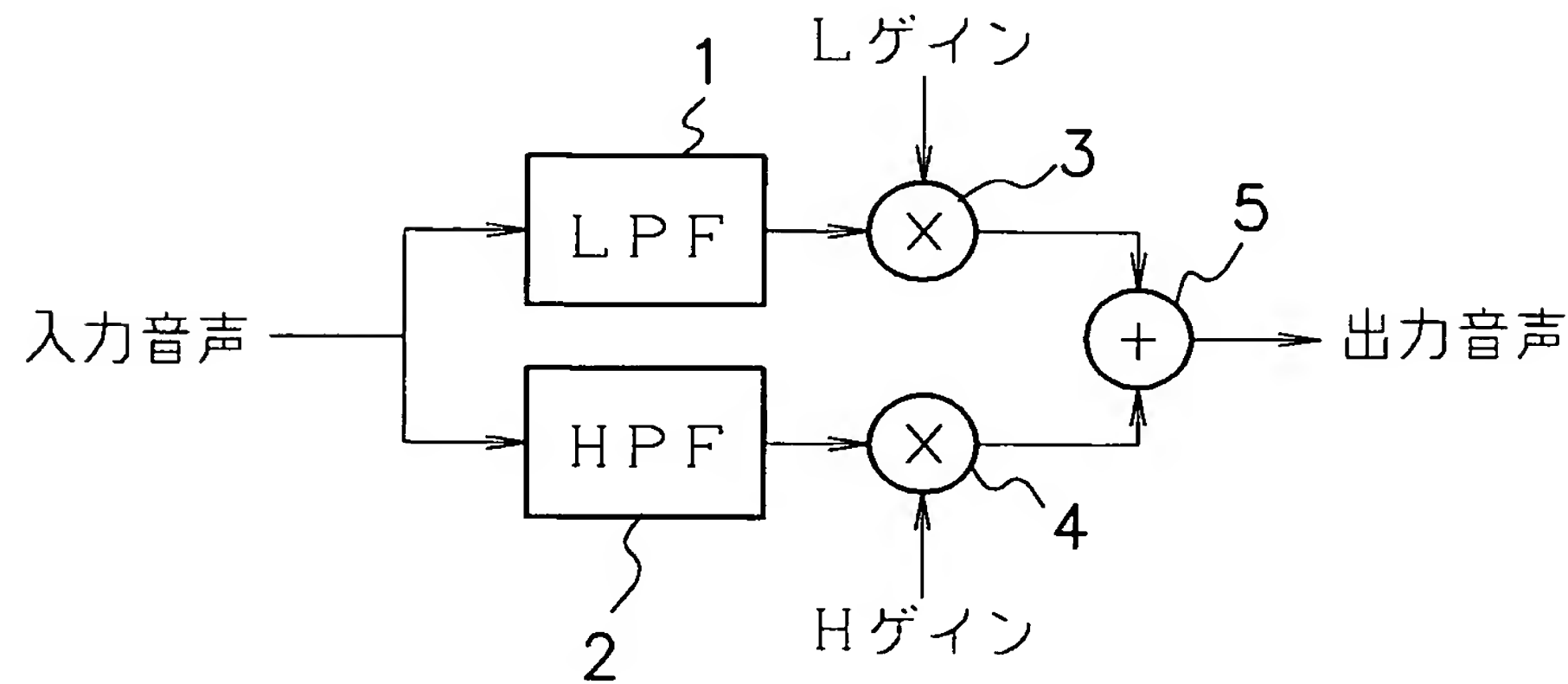
- 1 ローパスフィルタ
- 2 ハイパスフィルタ
- 3, 4 乗算器
- 5 加算器
- 1 1 ～ 1 7 D型フリップフロップ

2 1 ~ 2 7 係数器
3 0 加算器
3 1 ~ 3 3 D型フリップフロップ
3 4 ~ 3 6 係数器
3 7 加算器
4 1 ~ 4 5 D型フリップフロップ
4 6 ~ 5 0 係数器
5 1 加算器
6 1 ~ 6 7 D型フリップフロップ
6 8 ~ 7 4 係数器
7 5 加算器
8 1 ローパスフィルタ
8 2 ハイパスフィルタ
8 3 ローパスフィルタ
8 4 ハイパスフィルタ
8 5 ハイパスフィルタ
8 6 ローパスフィルタ
8 7 ~ 9 0 乗算器
9 1 加算器
1 0 0 マトリックス計算部

【書類名】 図面

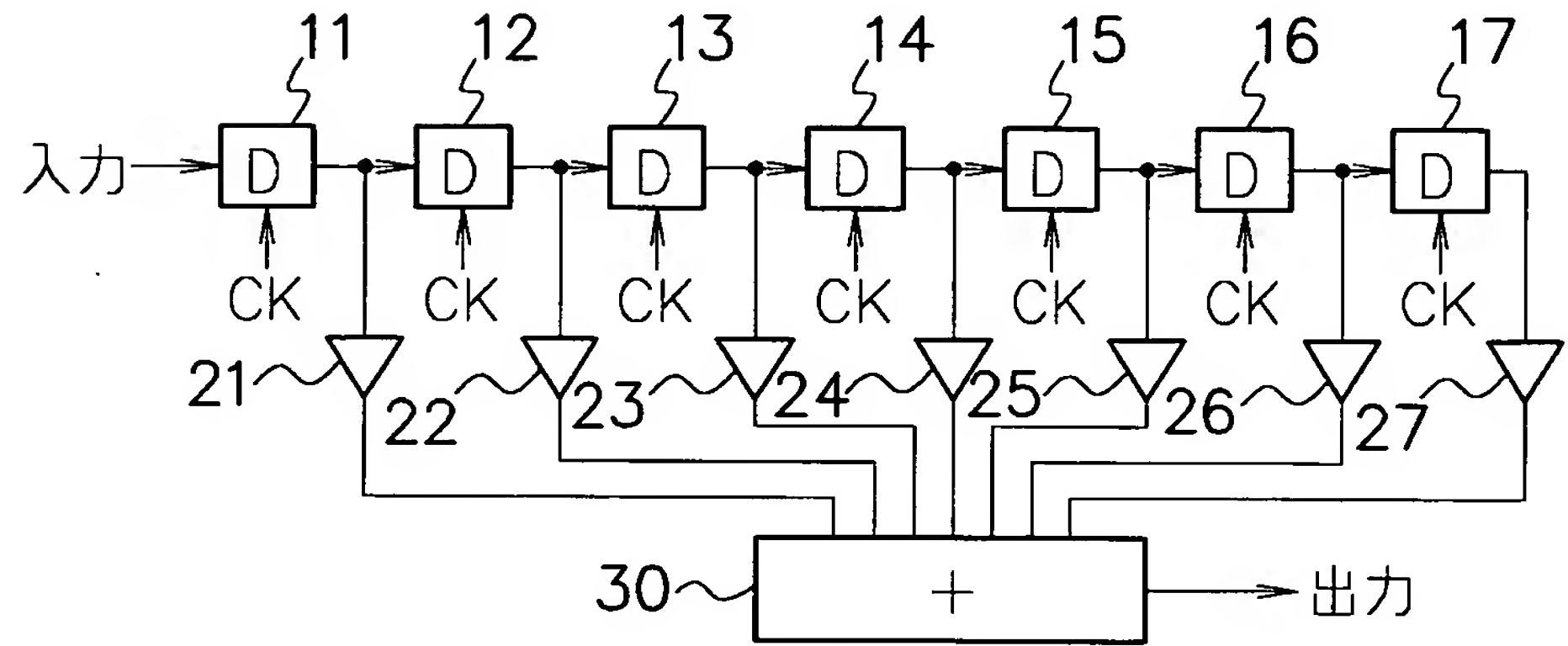
【図 1】

本実施形態による音質調整装置の例



【図 2】

F I Rフィルタの構成例



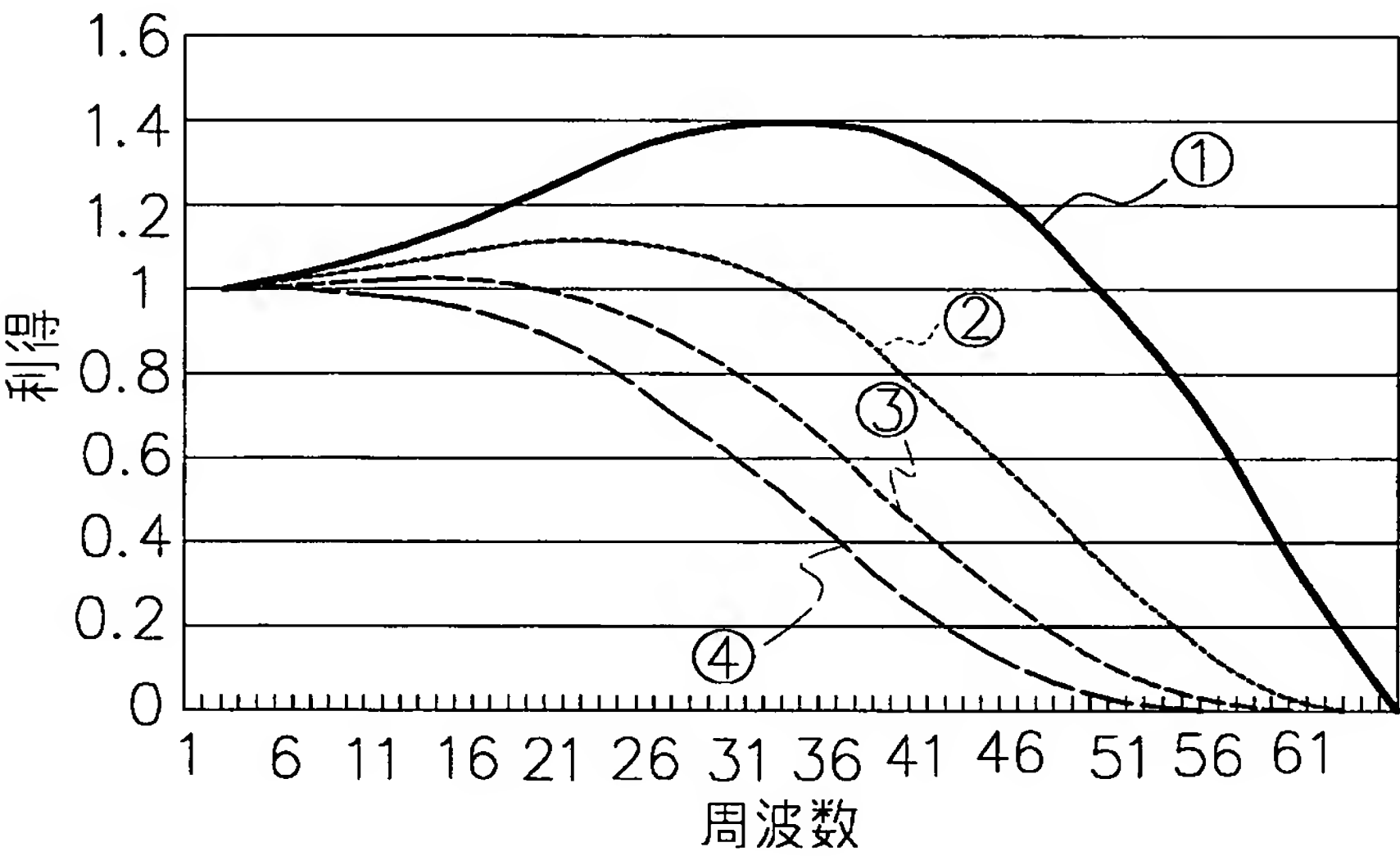
【図 3】

フィルタ係数の説明図

①	②	③	④
-1	-1	-1	-1
3	2	1	0
3	6	8	9
-1	2	8	16
	-1	1	9
		-1	0
			-1

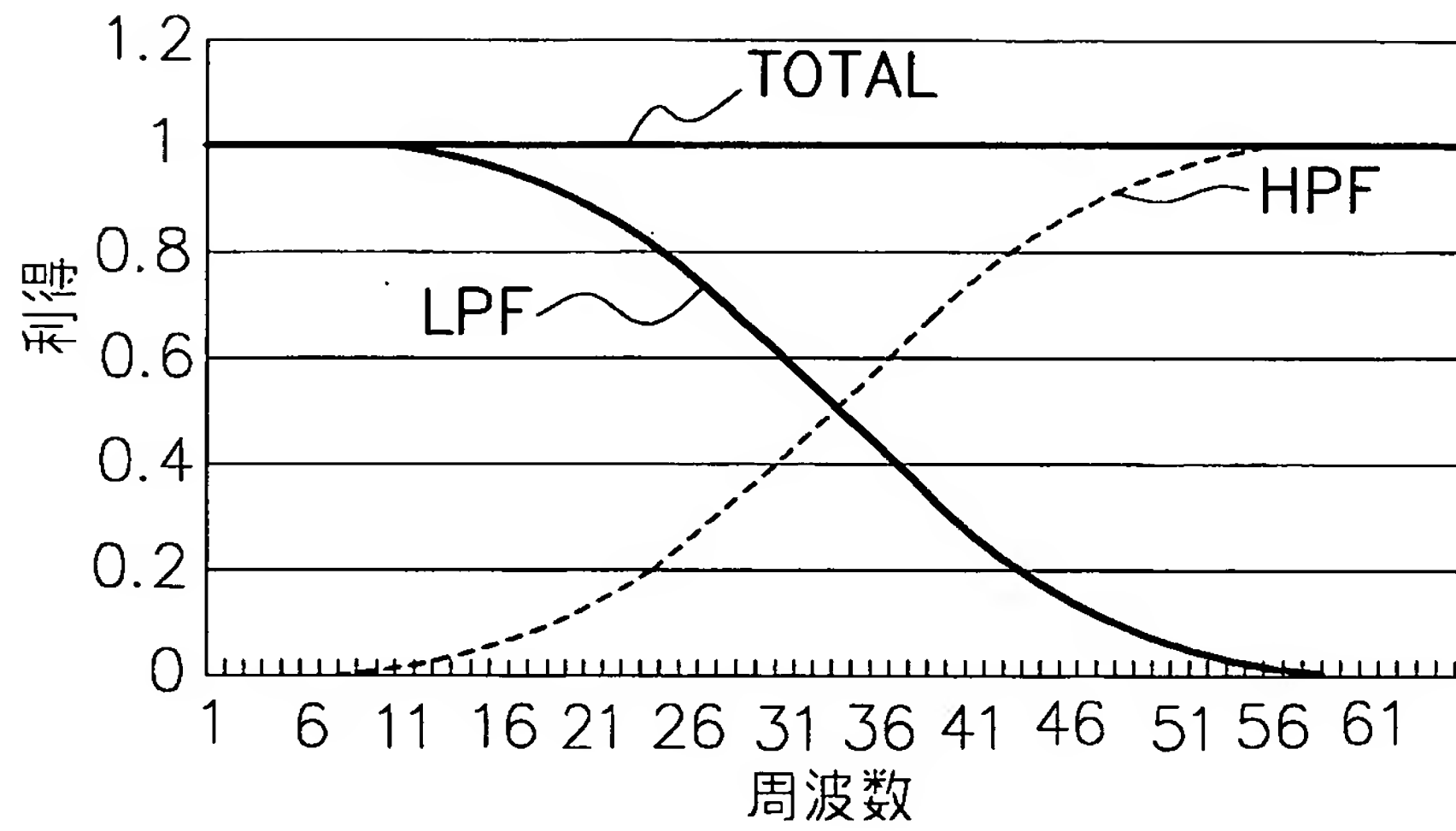
【図 4】

図 3 に示したフィルタ係数の周波数－ゲイン特性



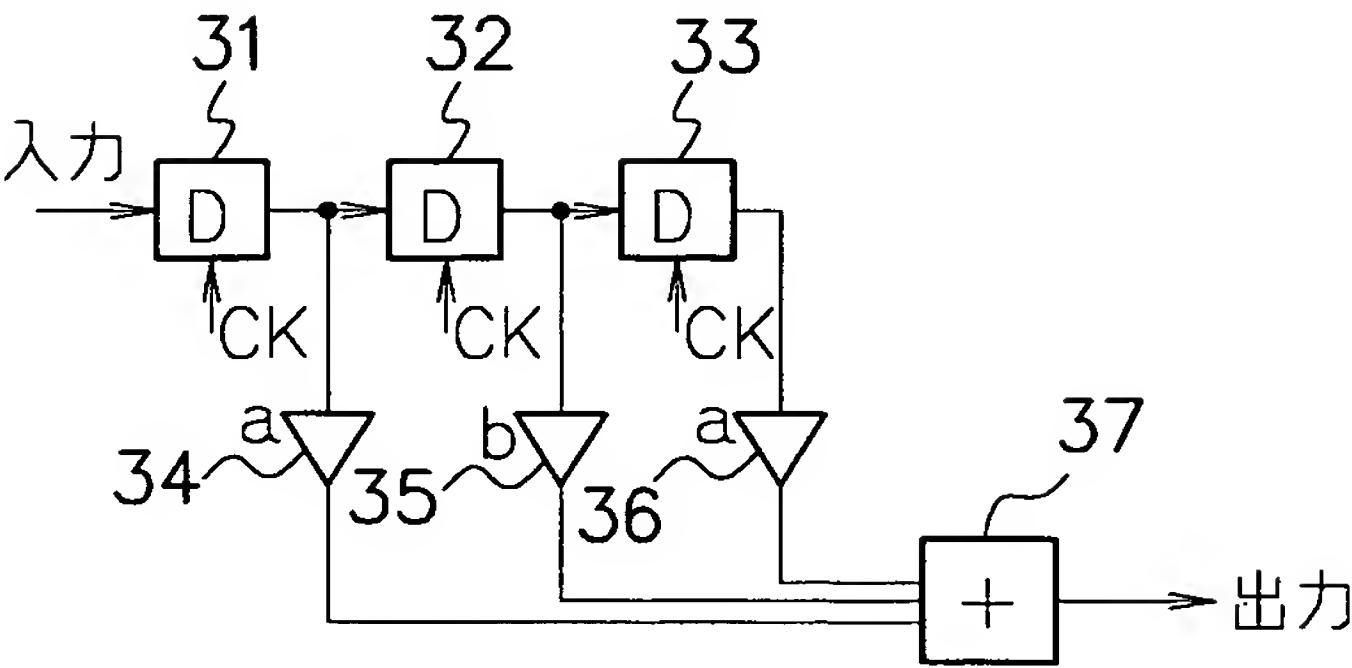
【図 5】

基本LPF，HPFの周波数－ゲイン特性

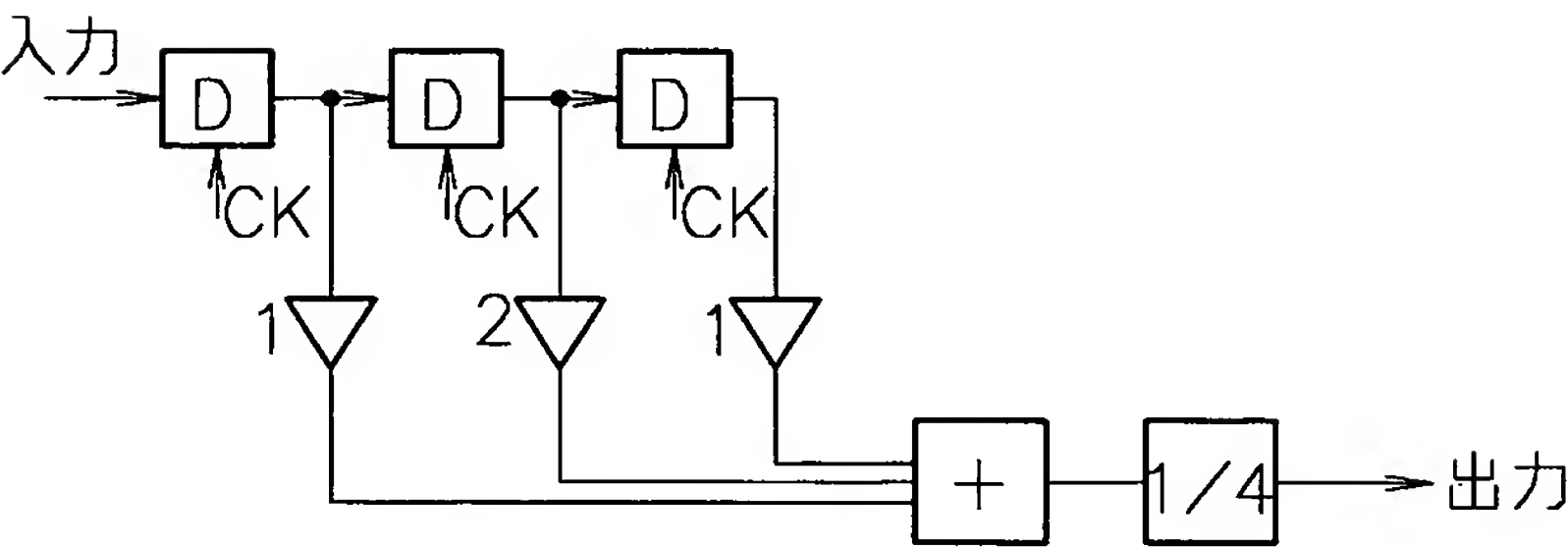


【図 6】

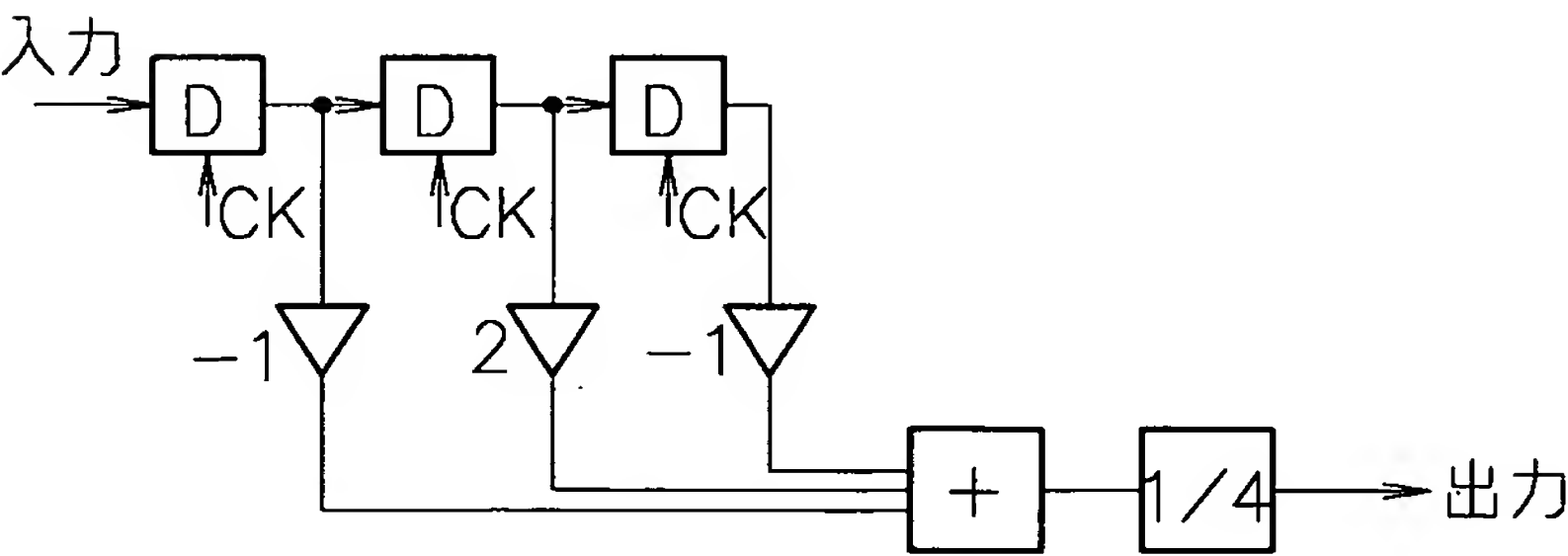
3タップFIRフィルタ



(a) 基本



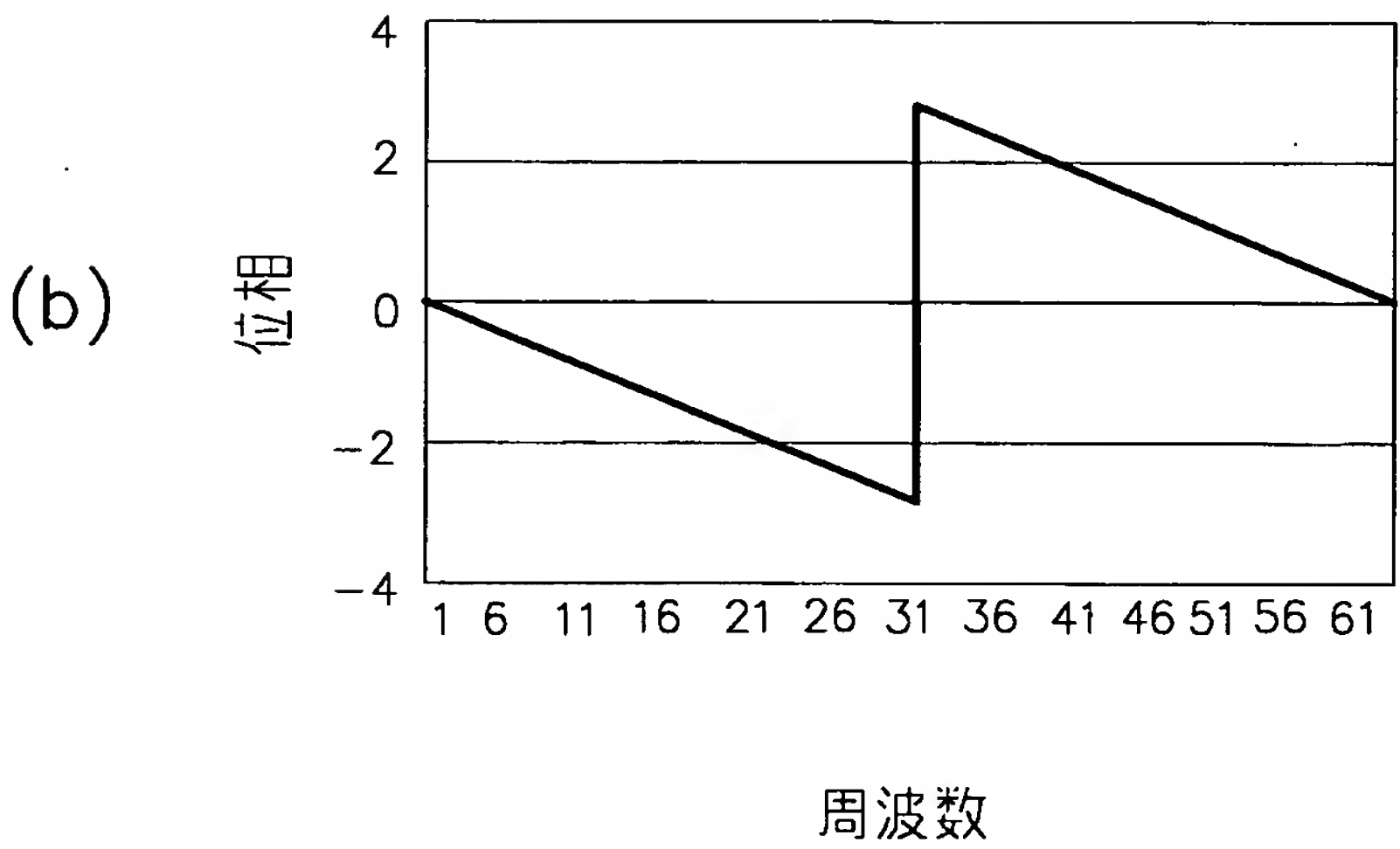
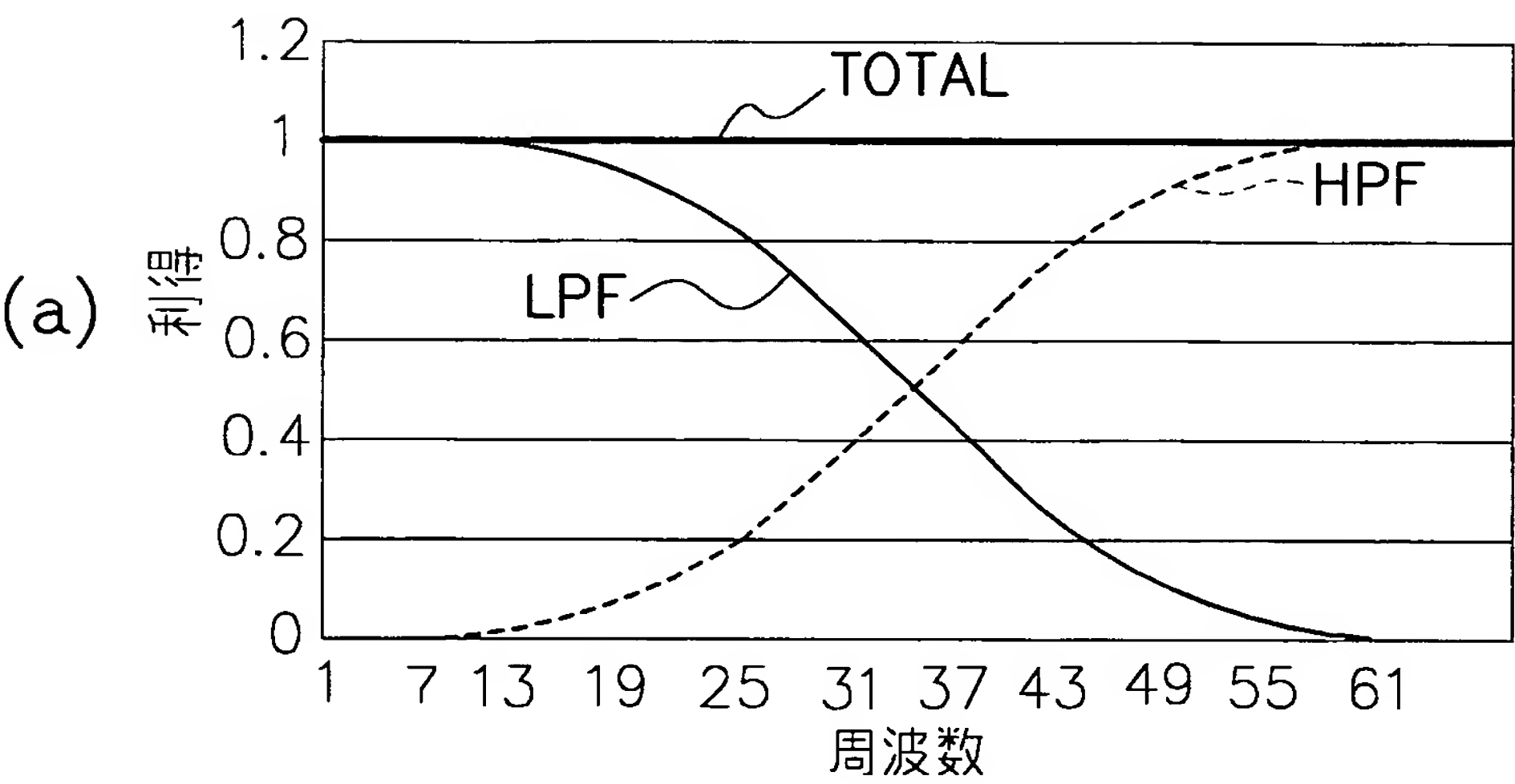
(b) LPF



(c) HPF

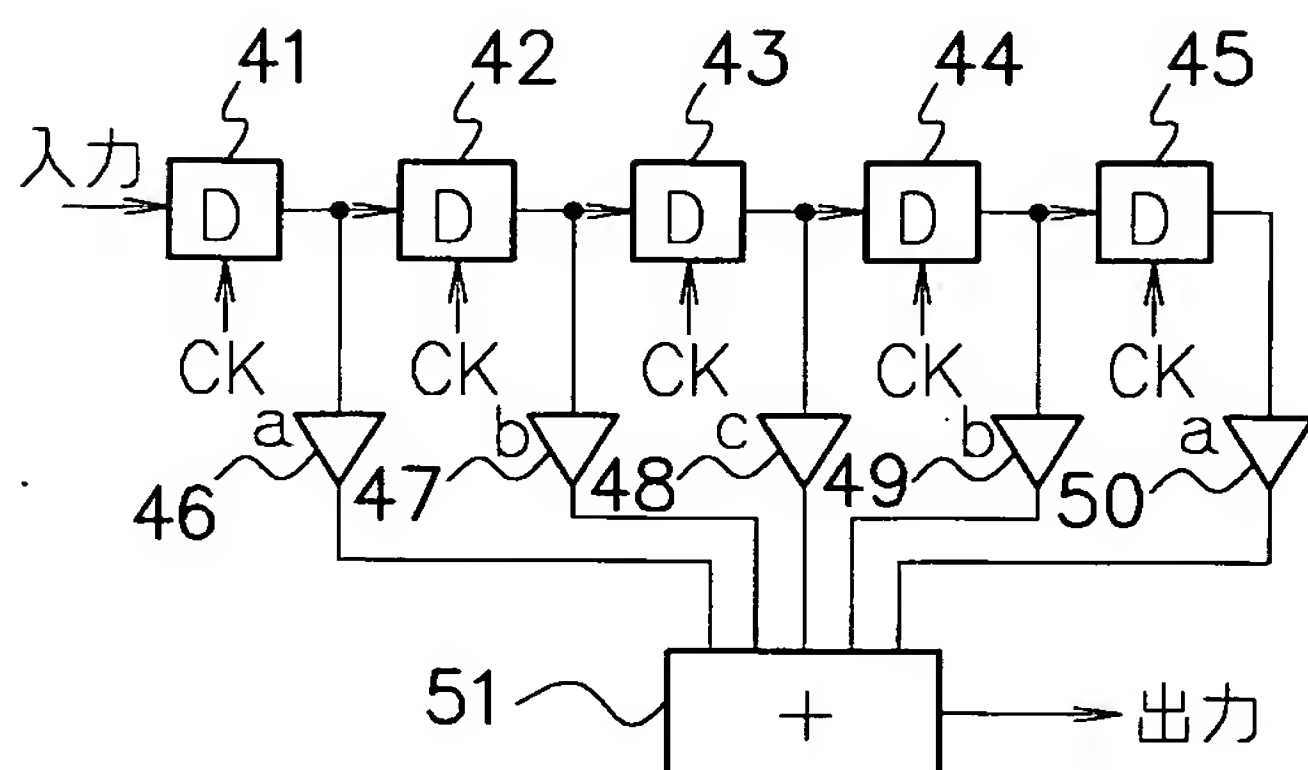
【図 7】

3タップFIRフィルタの周波数特性

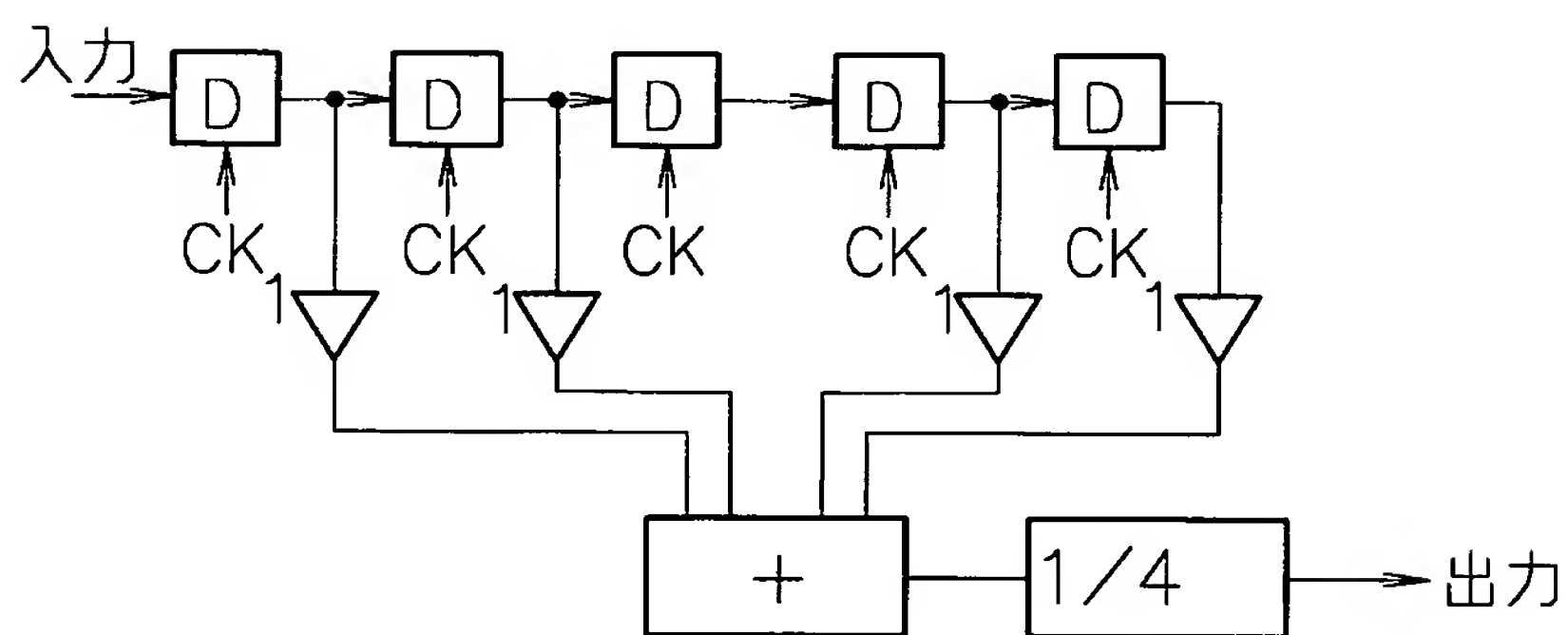


【図 8】

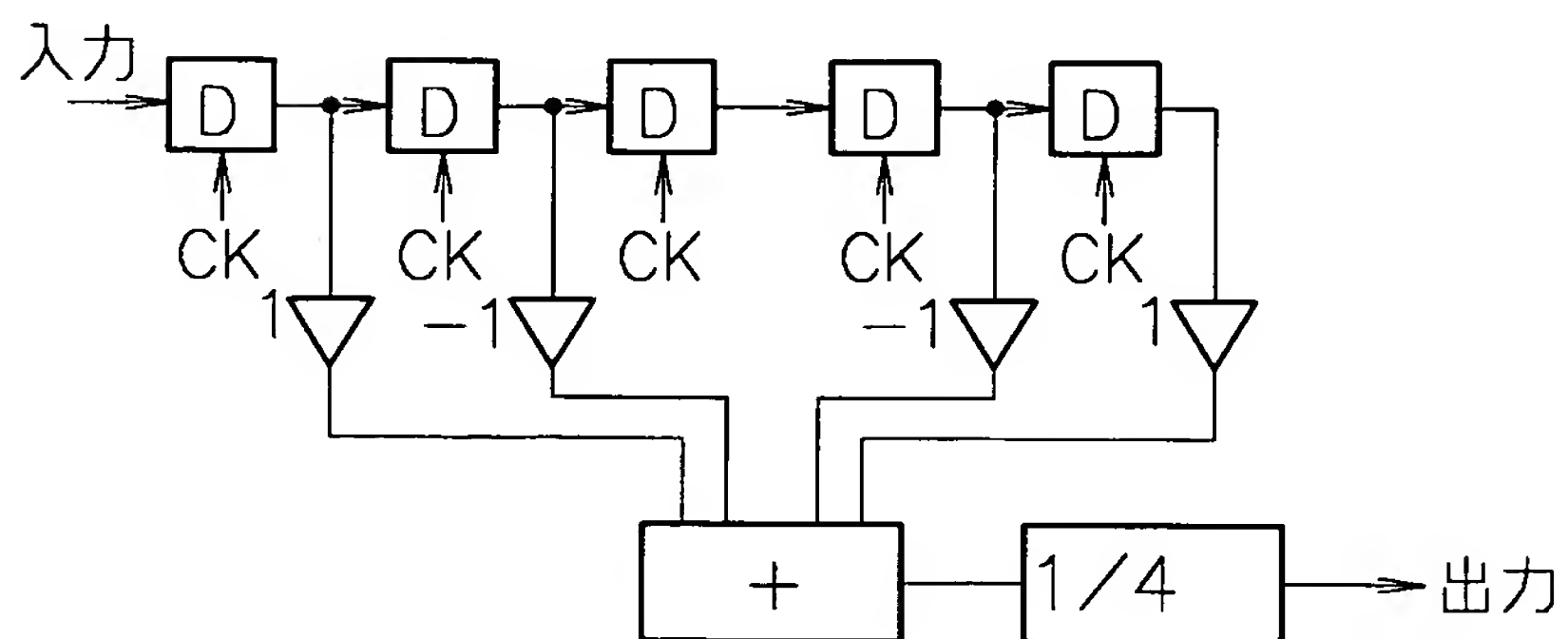
5タップ FIRフィルタ



(a)



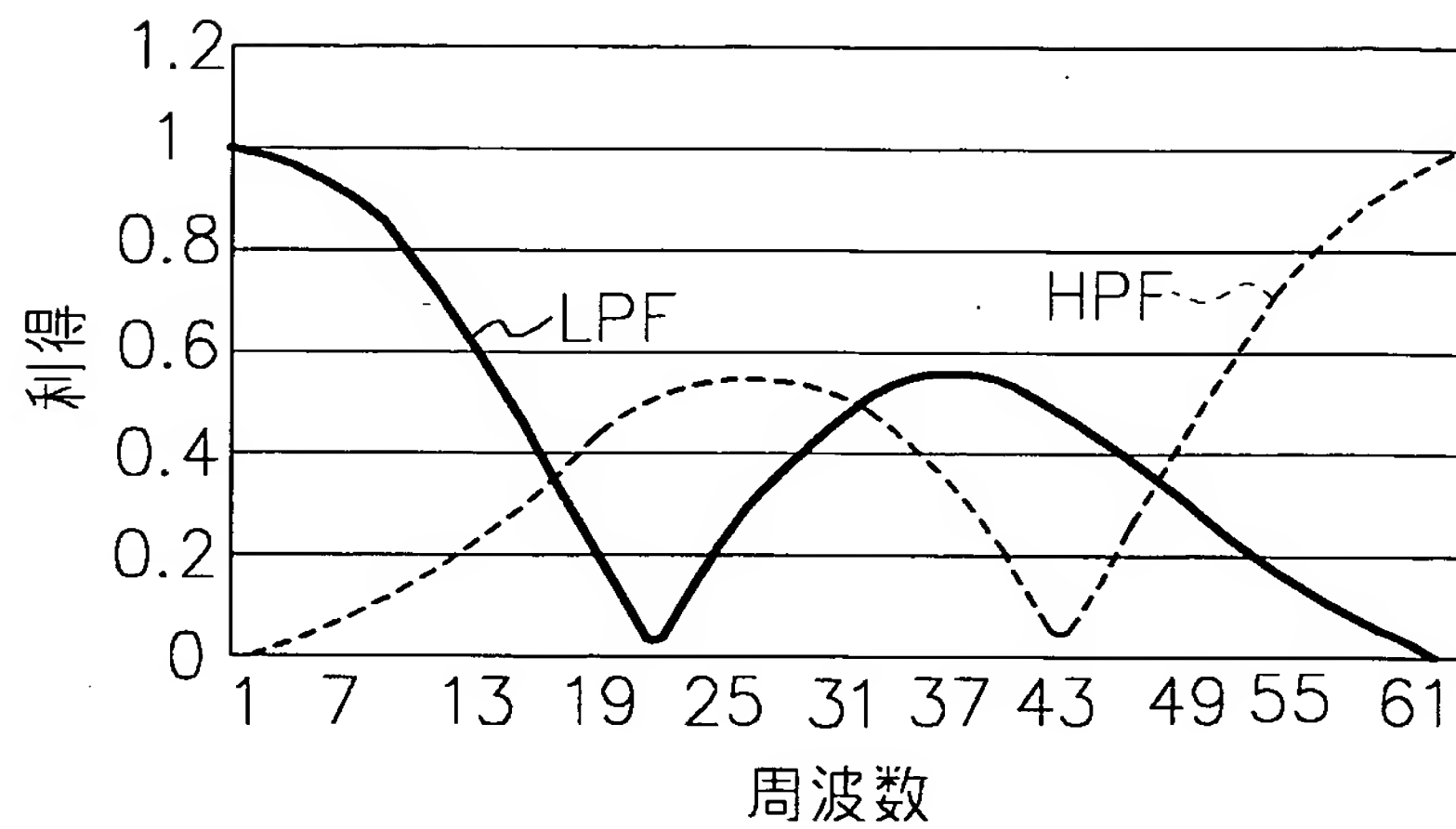
(b) LPF



(c) HPF

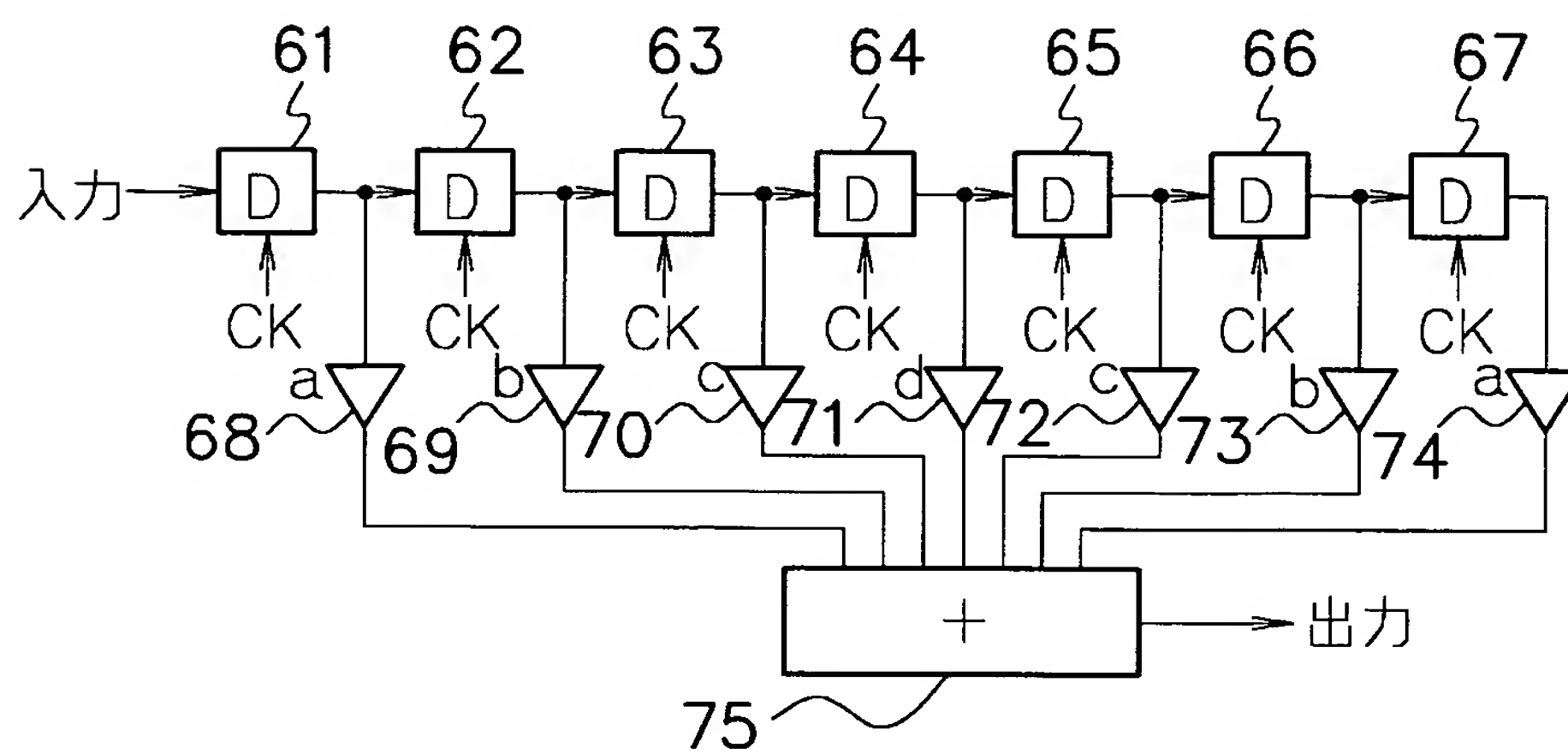
【図 9】

5タップFIRフィルタの周波数－ゲイン特性



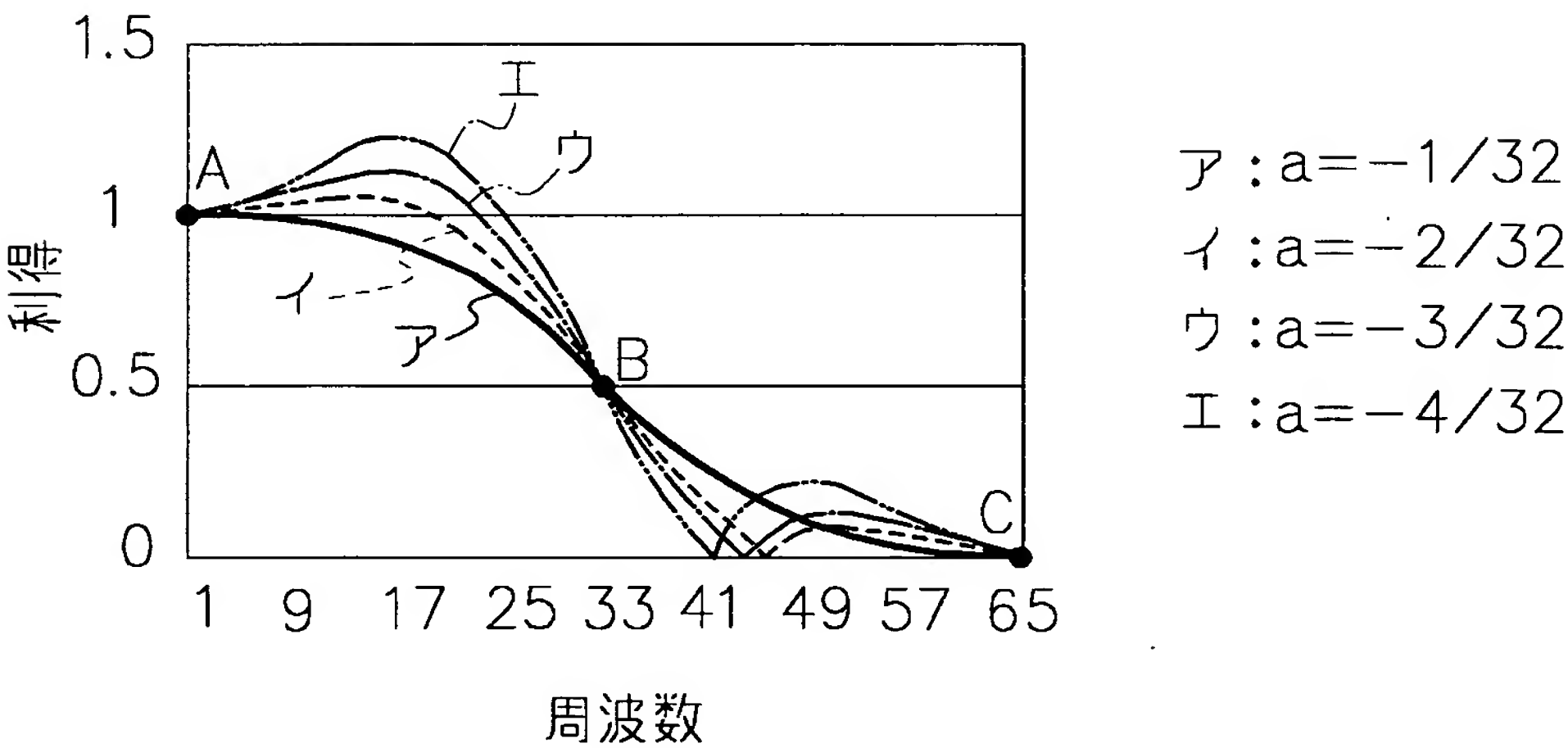
【図 10】

7タップFIRフィルタ（基本）



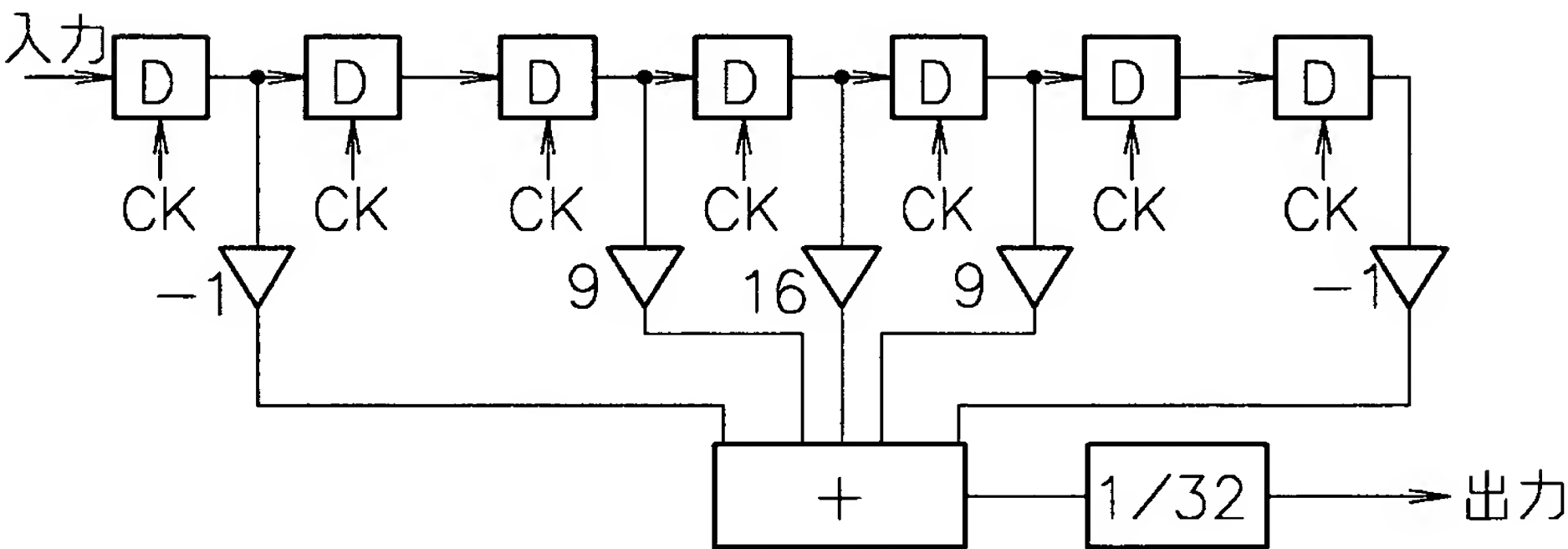
【図 1 1】

7タップFIRフィルタの周波数－ゲイン特性のパターン

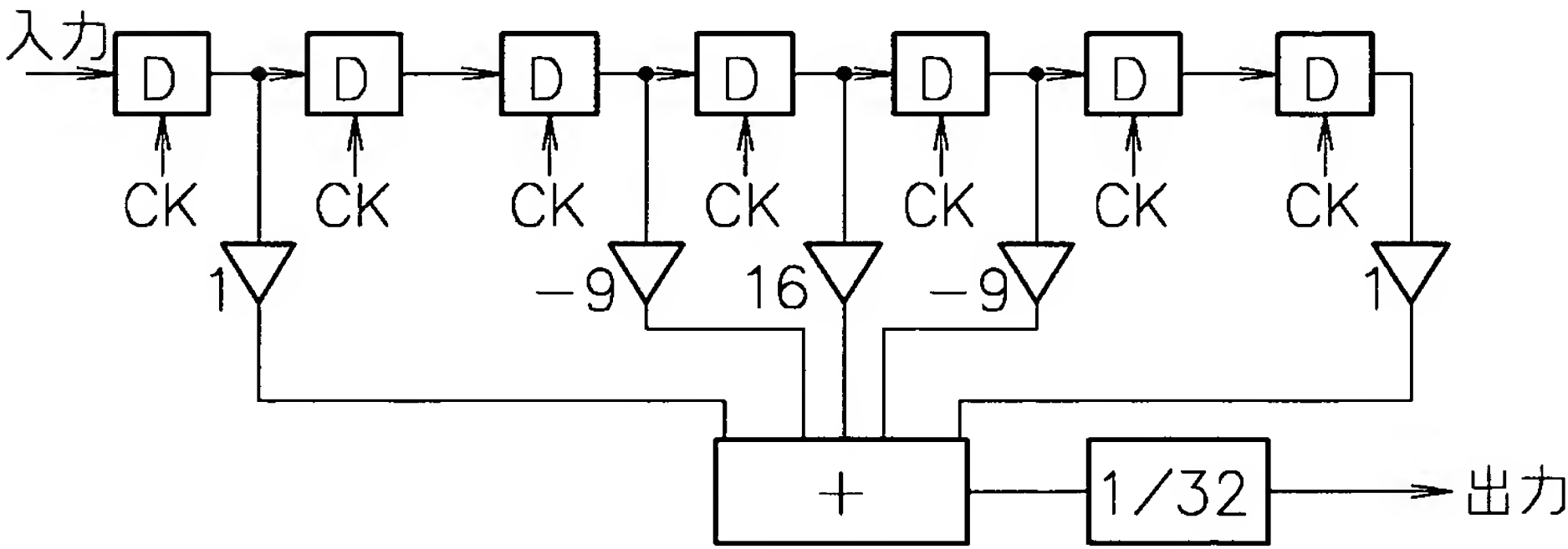


【図 1 2】

7タップFIRフィルタ (LPF, HPF)



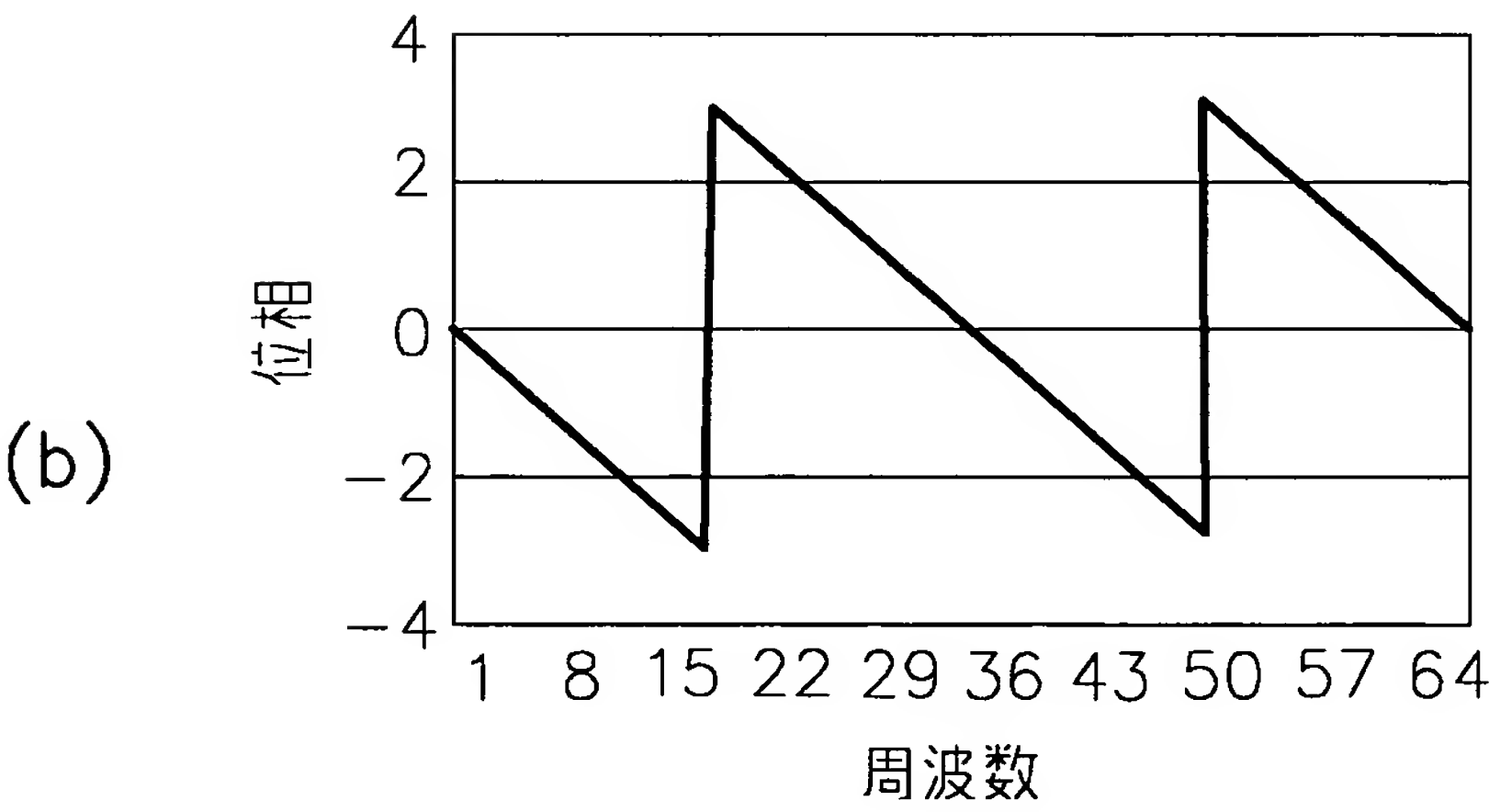
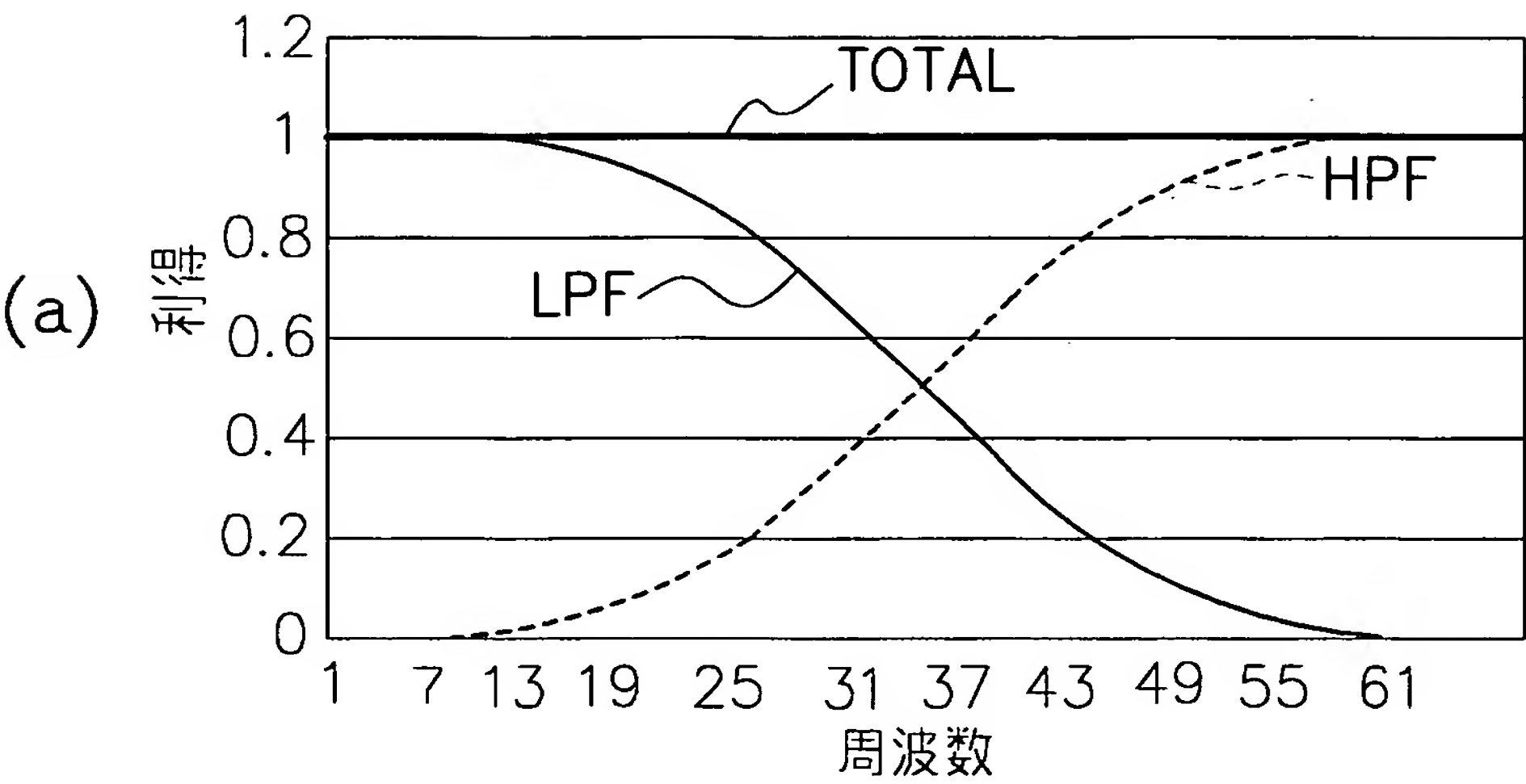
(a) LPF



(b) HPF

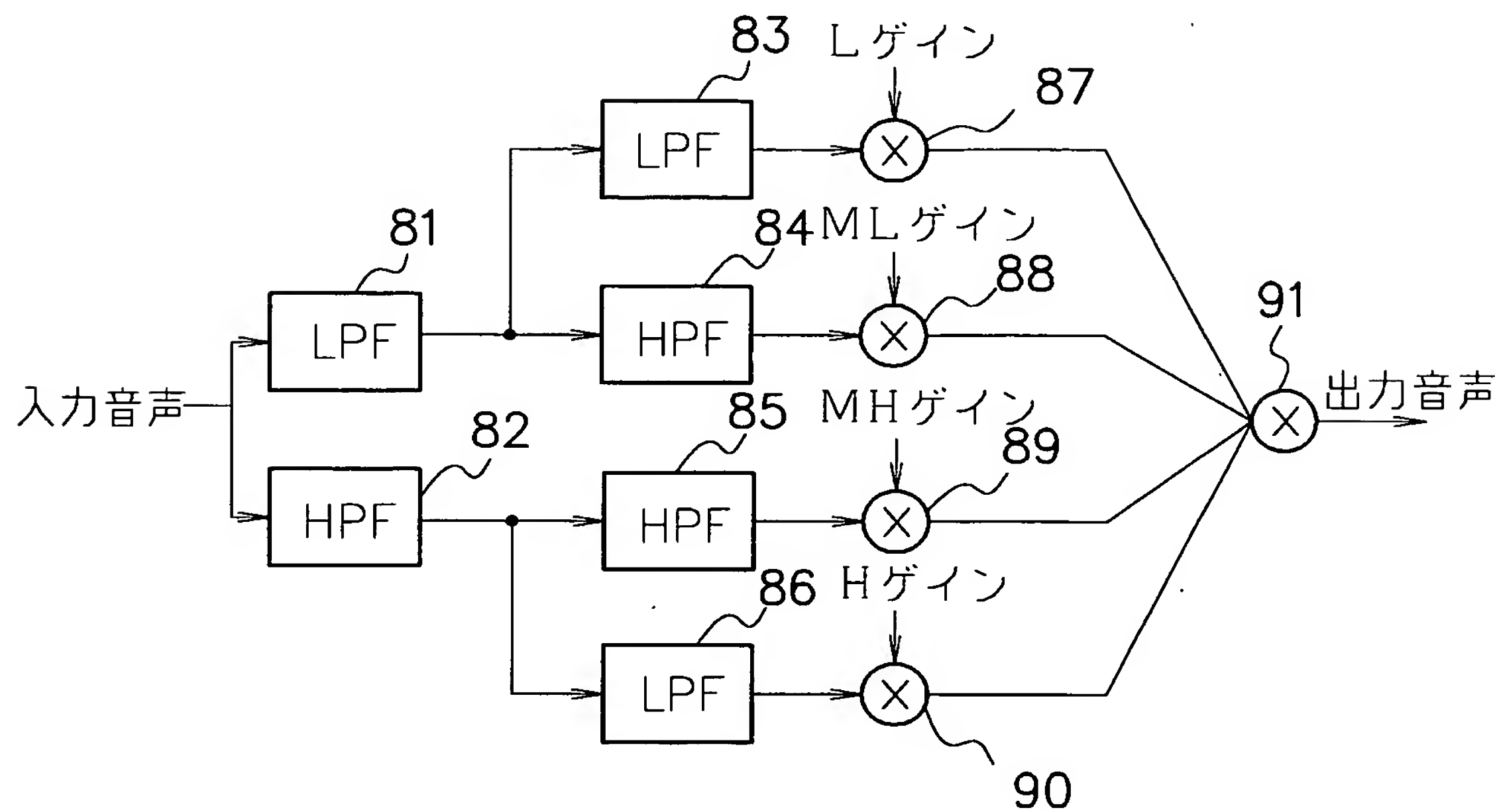
【図 1 3】

7 タップ F I R フィルタの周波数特性



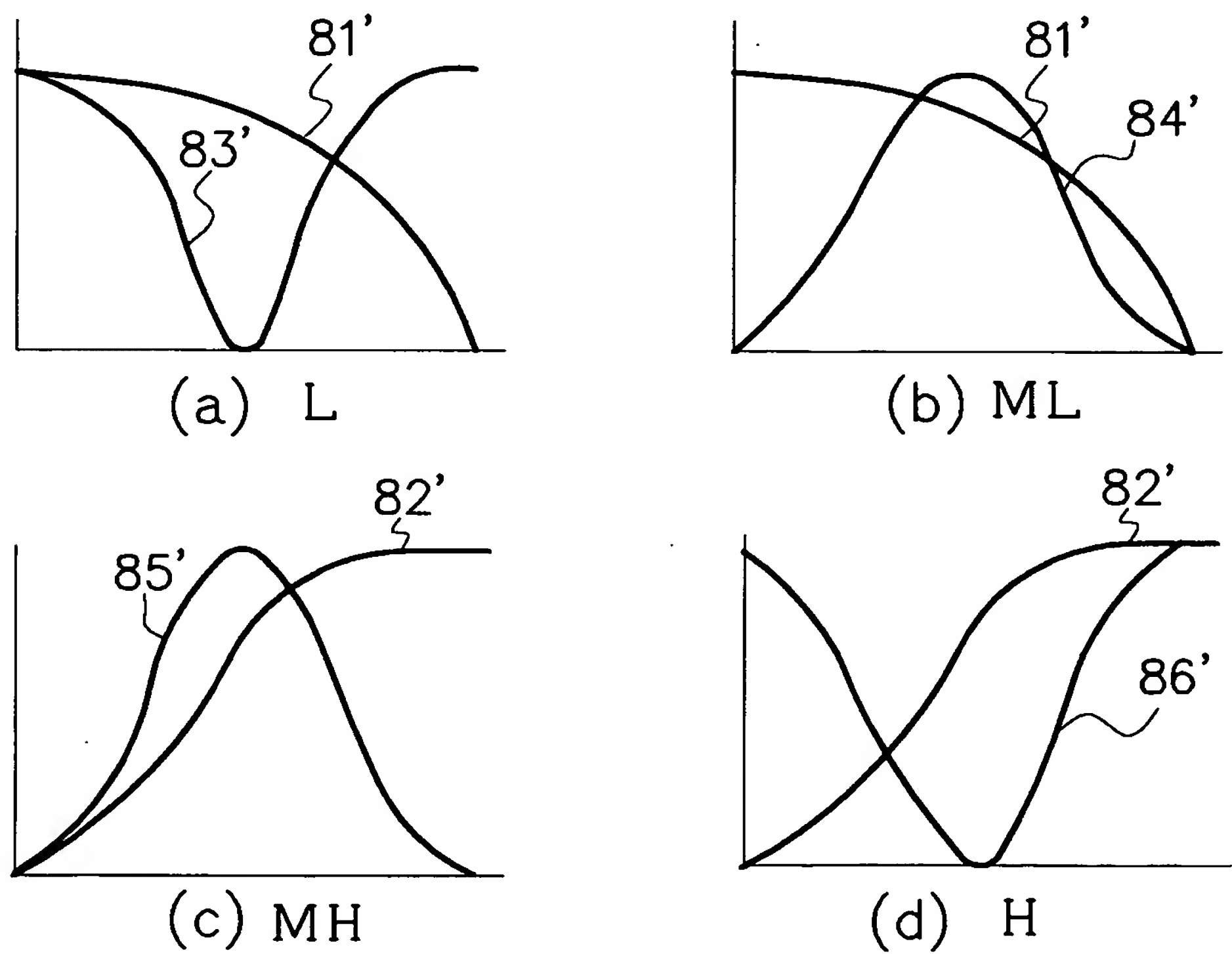
【図 1 4】

本実施形態による音質調整装置の他の例



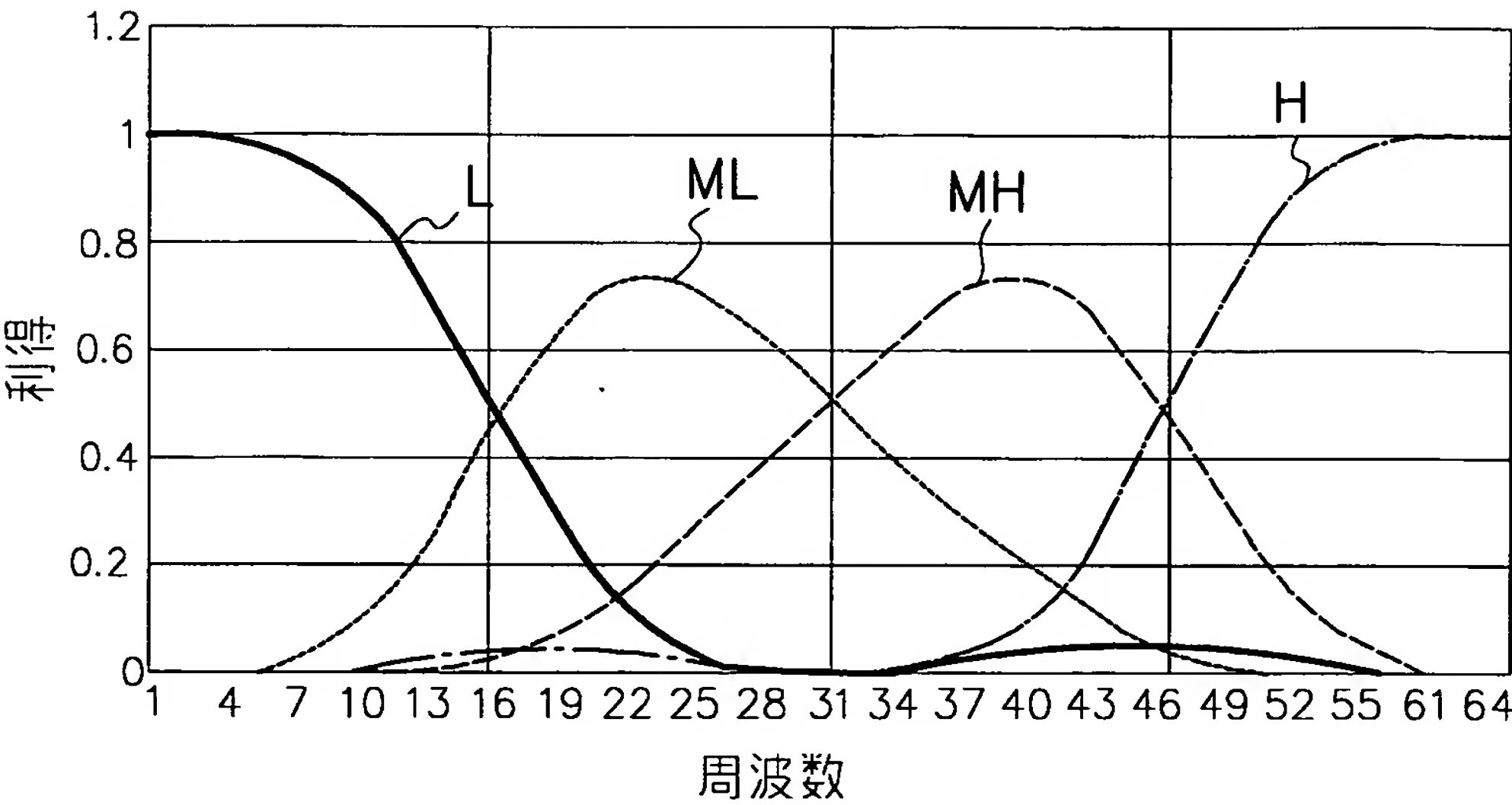
【図 1 5】

縦続接続されたフィルタの周波数特性



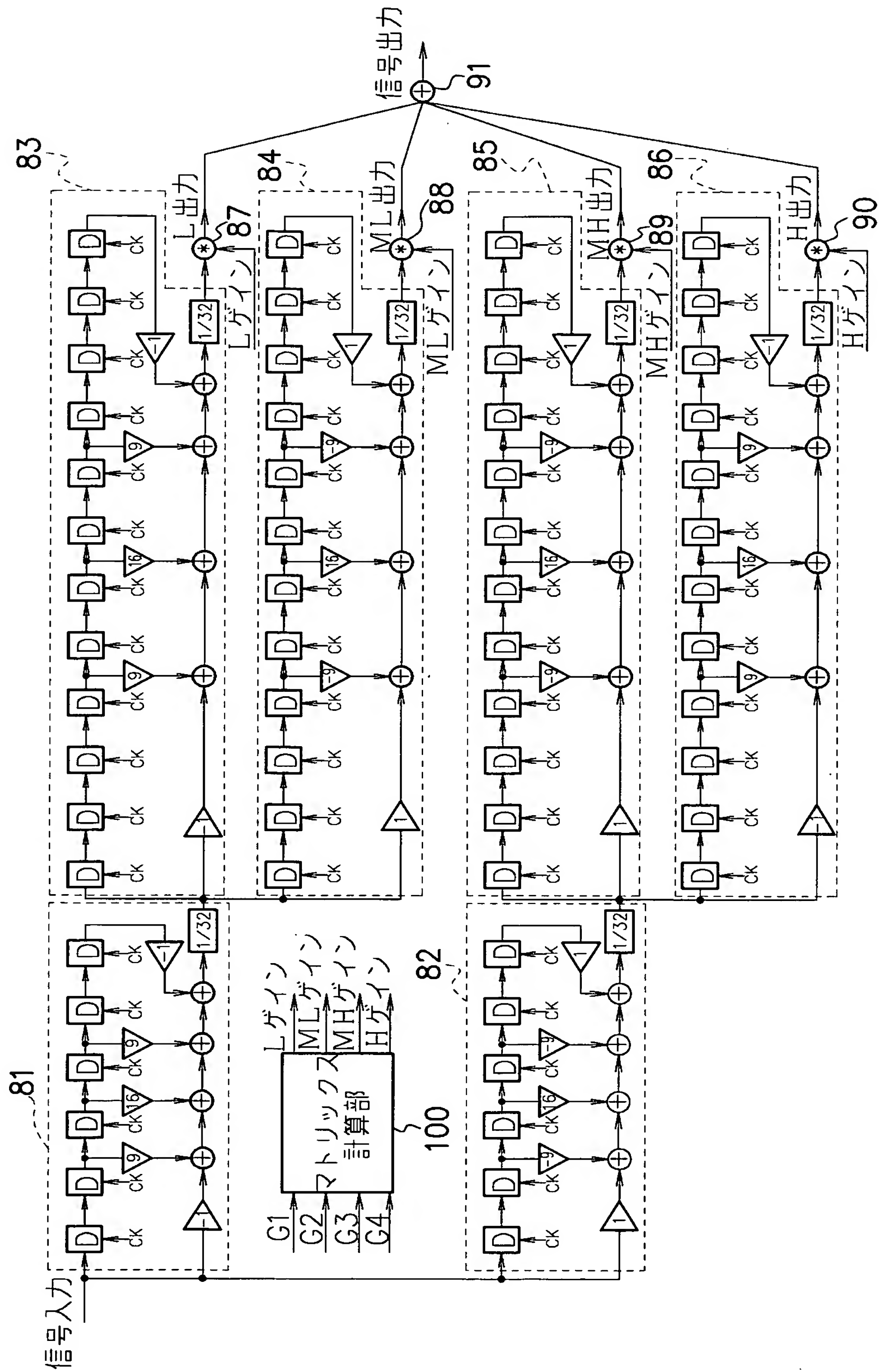
【図 1 6】

4 チャンネルフィルタバンクの周波数－ゲイン特性



【図 17】

図 14 に示した音質調整装置の具体例



【図 1 8】

各チャネルの中心周波数のデータを表す行列

L	ML	MH	H	
0.938	0.058	0	0	= A
0.045	0.728	0.214	0.013	
0.013	0.214	0.728	0.045	
0	0	0.058	0.938	

【図 1 9】

ゲイン制御信号を求めるための行列

L	ML	MH	H	
0.6	0.058	0	0	= B 1
1	0.728	0.214	0.013	
1.3	0.214	0.728	0.045	
1.5	0	0.058	0.938	

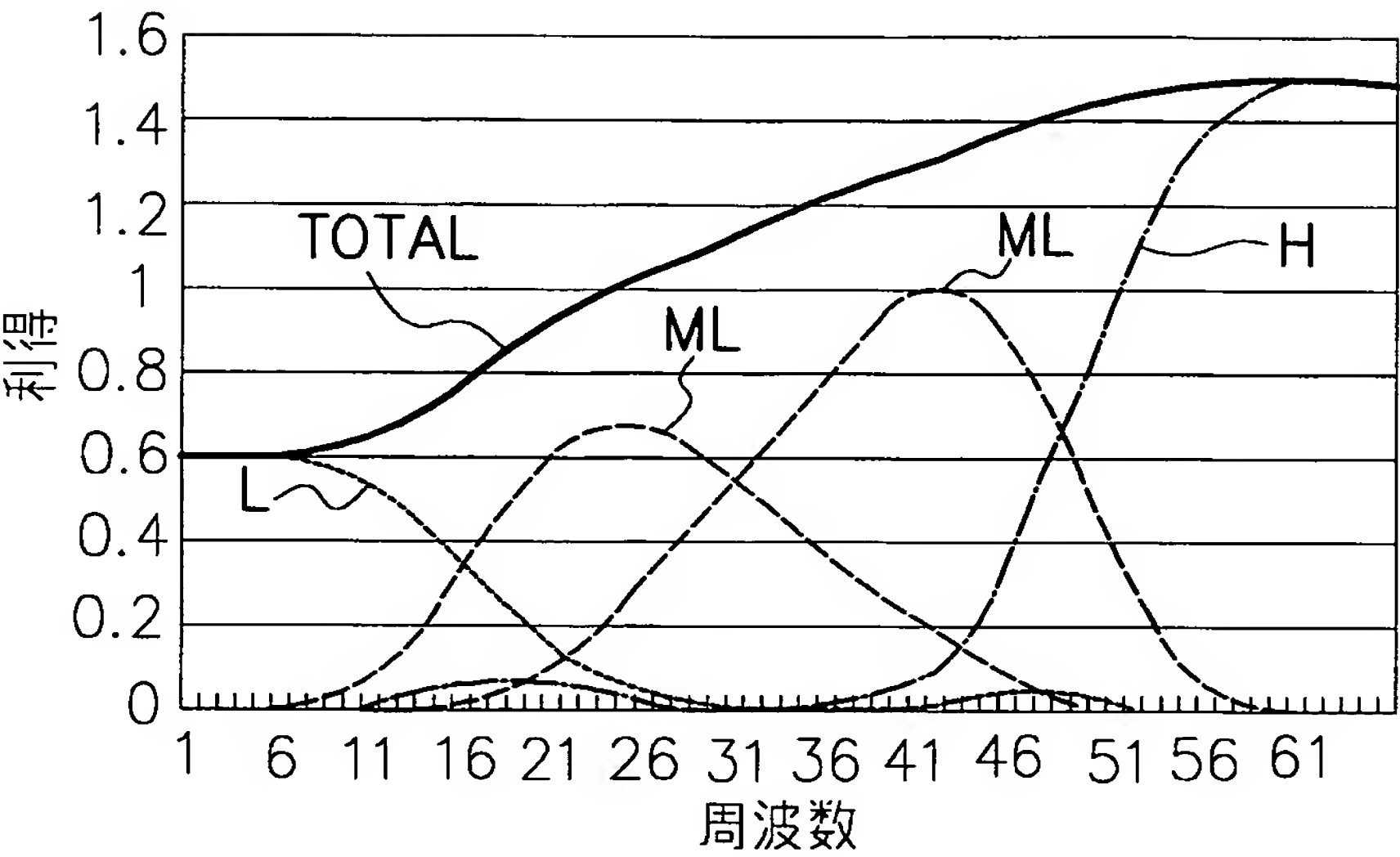
L	ML	MH	H	
0.938	0.6	0	0	= B 2
0.045	1	0.214	0.013	
0.013	1.3	0.728	0.045	
0	1.5	0.058	0.938	

L	ML	MH	H	
0.938	0.058	0.6	0	= B 3
0.045	0.728	1	0.013	
0.013	0.214	1.3	0.045	
0	0	1.5	0.938	

L	ML	MH	H	
0.938	0.058	0	0.6	= B 4
0.045	0.728	0.214	1	
0.013	0.214	0.728	1.3	
0	0	0.058	1.5	

【図 2 0】

4チャンネル音質調整回路周波数特性



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 所望の周波数帯域を強調した場合でも聴感上良質な音声をデジタル信号処理によって得ることができ、この音質調整に用いるフィルタ回路を簡易的に設計できるようにする。

【解決手段】 フィルタ回路をFIRフィルタで構成し、そのフィルタ係数を対称型とすることにより、直線位相特性を実現し、所望の周波数帯域を強調した場合でも位相歪みが生じないようにする。また、ローパスフィルタに対する第1のフィルタ係数群を、その数列の合計値が非ゼロで、1つ飛びの合計値が同符号で互いに等しくなるようにすることにより、第1のフィルタ係数群の符号を一部変換するだけで、数列の合計値がゼロで、1つ飛びの合計値が逆符号で互いに等しくなるようなハイパスフィルタに対する第2のフィルタ係数群を簡易的に決定できるようにする。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 1 - 2 7 3 3 5 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 9 5 0 1 6 5 4 3]

1. 変更年月日 1 9 9 9 年 5 月 2 4 日
 [変更理由] 住所変更
 住 所 埼玉県浦和市中尾 4 0 9 - 1 - D 1 1 5
 氏 名 酒井 康江

2. 変更年月日 2 0 0 2 年 3 月 6 日
 [変更理由] 住所変更
 住 所 埼玉県さいたま市中尾 4 0 9 - 1 - D 1 1 5
 氏 名 酒井 康江